



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

Proyecto fin de carrera

TÉCNICA DE MEDIDA CON AUTO-REFERENCIA PARA  
SENSORES ÓPTICOS DE INTENSIDAD MEDIANTE  
PROCESADO DIGITAL DE SEÑAL E  
INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL

Autora:

Laura Guiomar Valverde Marín

Tutor:

David Sánchez Montero

Leganés, Julio 2012



Título: “TÉCNICA DE MEDIDA CON AUTO-REFERENCIA PARA SENSORES ÓPTICOS DE INTENSIDAD MEDIANTE PROCESADO DIGITAL DE SEÑAL E INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL “.

Autora: Laura Guiomar Valverde Marín.

Director: David Sánchez Montero.

#### EL TRIBUNAL

Presidente:	<u>Prof. Juan Carlos Torres Zafra</u>
Secretario:	<u>Prof. Pedro Contreras Lallana</u>
Vocal:	<u>Prof. Luca Martino</u>

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día \_\_ de \_\_\_\_\_ de 20\_\_ en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE



## AGRADECIMIENTOS

Muchas personas me han ayudado, de una forma u otra, a seguir mi camino y a conseguir las pequeñas y no tan pequeñas cosas que me han hecho feliz. Quiero aprovechar estas breves líneas para agradecerles a todos ellos y ellas su inestimable apoyo.

En primer lugar, gracias a mi hermano Jose porque él es siempre lo primero y a mis padres Ana y David, por haberme mostrado lo pequeña que soy en el universo y lo grande que me hace poder pensar en él. También quiero agradecer a mis abuelas Maribel y Maxi y a mi abuelo David su eterno cariño.

Gracias a todos los marbianos como Caco, a las almas de blues como Jose, a las musas como María, a las grandes como Lydia y los grandes como Jaime, porque sin ellos la vida sería mucho menos interesante. Dziękuję, danke, thanks to my bohemians from the old Europe.

Por último, quiero reconocer a mi tutor David su gran labor como profesor y agradecerle toda su paciencia, ayuda y dedicación ya que sin él, este trabajo habría sido imposible.

Muchas gracias a todos.

*"Mas busca en tu espejo al otro, al otro que va contigo."*

Antonio Machado

*"En algún apartado rincón del universo centelleante, desparramado en innumerables sistemas solares, hubo una vez un astro en el que animales inteligentes inventaron el conocimiento."*

Friedrich Nietzsche





# ÍNDICE

Capítulo 1. INTRODUCCIÓN .....	1
1.1 Motivaciones y objetivos .....	1
1.2 Abstract .....	2
1.3 Resumen de contenidos .....	3
Capítulo 2. FIBRA ÓPTICA Y ESQUEMAS DE AUTO-REFERENCIA .....	4
2.1 Fibra óptica y comunicaciones .....	4
2.2 Sensores de Fibra Óptica .....	6
2.3 Estrategias de auto-referencia .....	9
Capítulo 3. DESCRIPCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE AUTO-REFERENCIA .....	11
3.1 Descripción de la configuración electro-óptica y parámetros de auto-referencia .....	11
3.2 Parámetros de auto-referencia con procesado digital .....	18
Capítulo 4. IMPLEMENTACIÓN DEL PROYECTO .....	19
4.1 Instrumentación virtual .....	19
4.2 Software LabVIEW <sup>®</sup> de National Instruments y Measurement and Automation Explorer (MAX) .....	20
4.2.1 Aplicaciones de LabVIEW <sup>®</sup> .....	21
4.2.2 Programación gráfica con LabVIEW <sup>®</sup> .....	21
4.2.3 Evolución de LabVIEW <sup>®</sup> .....	22
4.2.4 Software Measurement and Automation Explorer (MAX) .....	23
4.3 Hardware de adquisición de datos .....	24
4.4 Simulación en LabVIEW <sup>®</sup> para el cálculo de parámetros de auto-referencia .....	27
4.4.1 Cálculo del parámetro $\phi$ .....	28
4.4.2 Cálculo del parámetro $R$ .....	31
4.5 Datos experimentales de laboratorio .....	33
Capítulo 5. MONTAJE EXPERIMENTAL DE LA CONFIGURACIÓN ELECTRO-ÓPTICA .....	35
5.1. Descripción de los equipos que componen el esquema electro-óptico .....	35



5.2 Caracterización de equipos.....	40
5.3. Monitorización de señales durante su recorrido por el montaje electo-óptico .	48
Capítulo 6. MONTAJE COMPLETO .....	54
6.1. Descripción del montaje experimental con instrumentación virtual.....	54
6.2 Medidas experimentales .....	54
6.3. Estudio de errores.....	63
Capítulo 7. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS .....	65
Capítulo 8. PRESUPUESTO .....	66
Bibliografía y referencias .....	68
ANEXOS.....	70
<i>A1. Panel de control y diagrama de bloques para el cálculo del parámetro fase mediante simulación de señales. ....</i>	<i>70</i>
<i>A2. Panel de control y diagrama de bloques para el cálculo del parámetro fase mediante adquisición de señales. ....</i>	<i>71</i>
<i>A3. Panel de control y diagrama de bloques para el cálculo del parámetro R mediante simulación de señales. ....</i>	<i>72</i>
<i>A4. Panel de control y diagrama de bloques para el cálculo del parámetro R mediante adquisición de señales. ....</i>	<i>74</i>
<i>A5. Hojas de especificaciones de equipos. ....</i>	<i>76</i>
<i>A5.1. Tarjeta NI USB 6009. ....</i>	<i>76</i>
<i>A5.2 Fotodetector PDA 10CS-EC InGaAs de Thorlabs Inc. ....</i>	<i>80</i>
<i>A5.3 Generador de funciones TG320 de Thurlby Thandar Instruments Ltd.....</i>	<i>83</i>
<i>A5.4 Analizador de espectro óptico AQ6315a de Yokogawa Electric Corporation .</i>	<i>85</i>
<i>A5.5 Osciloscopio TDS-3052 de Tektronix, Inc. ....</i>	<i>87</i>



## Listado de figuras

Figura 2.1	Esquema de Fibra óptica multimodo.....	5
Figura 2.2	Técnicas de separación de señales comúnmente empleadas en sistemas referenciados: (a) separación espacial; (b) separación temporal; (c) separación de frecuencia; (d) separación de longitud de onda.....	9
Figura 3.1	(a) Configuración electro-óptica propuesta con retardo electrónico en recepción. (b) Modelo de filtro digital. BLS: fuente de luz de amplio espectro; IM: modulador de intensidad óptica; FOS: sensor de fibra óptica; PD: fotodetector; CWDM: <i>Coarse Wavelength Division Multiplexing</i> .....	12
Figura 3.2	Respuesta en amplitud normalizada de la función de transferencia de la configuración de auto-referencia frente a la frecuencia angular normalizada para diferentes valores de $\beta$ .....	15
Figura 3.3	Respuesta en fase normalizada de la función de transferencia de la configuración de auto-referencia frente a la frecuencia angular para diferentes valores de $\beta$ .....	15
Figura 3.4	Curvas teóricas del parámetro $R$ (a) y la fase de salida $\phi$ (b) frente a $\beta$ para diferentes configuraciones de desfase en la etapa de recepción.....	17
Figura 3.5	Esquema de la configuración propuesta con adquisición de datos (DAQ) e instrumentación virtual en la etapa de recepción. ....	18
Figura 4.1	Ejemplo de aplicación en LabVIEW®. A la izquierda se muestra el panel frontal y a la derecha el diagrama de bloques. ....	21
Figura 4.2	Diagrama de bloques de una tarjeta de adquisición de datos. S/H: Sample&Hold, DAC: Digital-to-Analog Converter, ADC: Analog-to-Digital Converter... ..	24
Figura 4.3	Esquema comparativo de las características de diferentes dispositivos de adquisición de datos.....	26
Figura 4.4	Conexiones de la DAQ USB-6009. Terminales analógicos del pin 1 al 16, terminales digitales del pin 17 a 32.....	26
Figura 4.5	Esquema de aplicaciones para el cálculo de parámetros de auto-referencia.....	28
Figura 4.6	Diagrama de bloques de la aplicación donde se muestra los módulos y conexiones necesarias para el cálculo de la fase. ....	29





Figura 4.7	Panel frontal de la aplicación para el cálculo de la fase que muestra los controles de la interfaz de usuario.....	29
Figura 4.8	Diagrama de bloques de la aplicación donde se muestra los módulos y conexiones necesarias para el cálculo de la fase mediante adquisición de datos.....	30
Figura 4.9	Panel frontal de la aplicación para el cálculo del parámetro fase mediante adquisición de datos que muestra los controles de la interfaz de usuario.....	31
Figura 4.10	Diagrama de bloques de la aplicación para el cálculo del parámetro de auto-referencia R en entorno virtual.....	32
Figura 4.11	Diagrama de bloques de la aplicación para el cálculo del parámetro de auto-referencia R en entorno real con adquisición de datos.....	33
Figura 4.12	Montaje de laboratorio para la captura de las señales de referencia y de sensado generadas por el generador de funciones. ....	34
Figura 5.1	Dos circuladores ópticos usados para enviar una señal óptica en dos sentidos diferentes a lo largo de una misma fibra.....	37
Figura 5.2	Estructura FBG con índice de refracción y respuesta en frecuencia.....	38
Figura 5.3	Señal que emite la fuente óptica de amplio espectro BLS obtenida con el analizador de espectros ópticos.....	40
Figura 5.4	Modulador de intensidad y driver acusto-óptico <i>BIMROSE</i> ®.....	41
Figura 5.5	(a) Característica espectral del modulador acusto-óptico. (b) Potencia óptica de salida en función de la amplitud de modulación introducida.....	41
Figura 5.6	Señal de salida de la fuente BLS en rosa y el efecto de modulación de la misma al introducir el modulador de intensidad en el sistema y aplicar una señal sinusoidal de modulación (en amarillo). ....	42
Figura 5.7	Señal de salida del puerto 2 del circulador en rosa, comparada con la salida de la fuente BLS en amarillo.....	43
Figura 5.8	Espectros de caracterización de las redes de Bragg en operación de transmisión (a) y de reflexión (b) a 1530 y 1550 nm respectivamente. ....	44
Figura 5.9	Curvas de calibración e histéresis del Atenuador óptico variable. ....	44
Figura 5.10	Curva de caracterización del multiplexor CWDM. ....	45
Figura 5.11	Efecto del multiplexor. La curva azul representa la señal de entrada al multiplexor y la roja, la de salida.....	45
Figura 5.12	Fotodetector PDA 10CS-EC <i>InGaAs</i> de <i>Thorlabs Inc.</i> .....	46
Figura 5.13	Espectro de la responsividad del fotodetector PDA10CS. ....	46
Figura 5.14	Generador de señales TG320 de <i>Thurlby Thandar Instruments Ltd.</i> ....	47



Figura 5.15 Analizador de espectro óptico AQ6315a de <i>Yokogawa Electric Corporation</i> .....	48
Figura 5.16 Osciloscopio TDS-3052 de <i>Tektronix, Inc.</i> .....	48
Figura 5.17 Puntos de monitorización de señales en el sistema. ....	48
Figura 5.18 Salida del modulador de intensidad.....	49
Figura 5.19 Salida del puerto 2 del circulador óptico.....	50
Figura 5.20 Salida de la primera red de Bragg .....	50
Figura 5.21 Señal en transmisión monitorizada a la salida de la segunda red de Bragg.....	51
Figura 5.22 Señal en reflexión obtenida a la salida del puerto 3 del circulador óptico.....	51
Figura 5.23 Pico a 1535 nm, salida del multiplexor CWDM que se corresponde con la señal reflejada por la primera red de Bragg.....	52
Figura 5.24 Pico a 1550 nm, salida del multiplexor CWDM que se corresponde con la señal reflejada por la segunda red de Bragg (izquierda). Pico a 1550 nm con atenuación con 2 y 3 vueltas del VOA (derecha).....	52
Figura 5.25 Imagen obtenida con el osciloscopio que muestra la señal eléctrica de referencia en amarillo y la de sensado en azul. ....	53
Figura 6.1 Curva teórica y medidas experimentales de $R$ frente a $\beta$ para valores de desfase $\Omega_1 = 0.5\pi$ y $\Omega_2 = 0.93\pi$ fijos.....	55
Figura 6.2 Curva teórica y medida experimental de $R$ frente a $\beta$ para valores de desfase $\Omega_1 = 0.84\pi$ ; $\Omega_2 = 0.2\pi$ .....	55
Figura 6.3 Curva teórica y medida experimental de $R$ frente a $\beta$ para valores de desfase $\Omega_1 = 0,15\pi$ ; $\Omega_2 = 0,72\pi$ . ....	56
Figura 6.4 Curva teórica y medida experimental de $R$ frente a $\beta$ para valores de desfase $\Omega_1 = 0,29\pi$ ; $\Omega_2 = 0,07\pi$ . ....	56
Figura 6.5 Curva teórica y medida experimental de $R$ frente a $\beta$ para valores de desfase $\Omega_1 = 0,4\pi$ ; $\Omega_2 = 0,9\pi$ . ....	57
Figura 6.6 Curva teórica y medida experimental de $R$ frente a $\beta$ para valores de desfase $\Omega_1 = 0,55\pi$ ; $\Omega_2 = 0,4\pi$ .....	57
Figura 6.7 Curva teórica y medida experimental de $R$ frente a $\beta$ para valores de desfase $\Omega_1 = 0,23\pi$ ; $\Omega_2 = 0,66\pi$ . ....	58



Figura 6.8	Curva teórica y medida experimental de $R$ frente a $\beta$ para valores de desfase $\Omega_1 = 0,7\pi$ ; $\Omega_2 = 0,14\pi$ .....	58
Figura 6.9	Curva teórica y medida experimental de $R$ frente a $\beta$ para valores de desfase $\Omega_1 = 0,97\pi$ ; $\Omega_2 = \pi$ . .....	59
Figura 6.10	Curva teórica y medida experimental de $\phi$ frente a $\beta$ para valores de desfase $\Omega_1 = 0,84\pi$ ; $\Omega_2 = 0,2\pi$ .....	59
Figura 6.11	Curva teórica y medida experimental de $\phi$ frente a $\beta$ para valores de desfase $\Omega_1 = 0,15\pi$ ; $\Omega_2 = 0,72\pi$ . .....	60
Figura 6.12	Curva teórica y medida experimental de $\phi$ frente a $\beta$ para valores de desfase $\Omega_1 = 0,29\pi$ ; $\Omega_2 = 0,07\pi$ .....	60
Figura 6.13	Curva teórica y medida experimental de $\phi$ frente a $\beta$ para valores de desfase $\Omega_1 = 0,4\pi$ ; $\Omega_2 = 0,9\pi$ .....	61
Figura 6.14	Curva teórica y medida experimental de $\phi$ frente a $\beta$ para valores de desfase $\Omega_1 = 0,55\pi$ ; $\Omega_2 = 0,4\pi$ .....	61
Figura 6.15	Curva teórica y medida experimental de $\phi$ frente a $\beta$ para valores de desfase $\Omega_1 = 0,23\pi$ ; $\Omega_2 = 0,66\pi$ .....	62
Figura 6.16	Curva teórica y medida experimental de $\phi$ frente a $\beta$ para valores de desfase $\Omega_1 = 0,7\pi$ ; $\Omega_2 = 0,14\pi$ .....	62
Figura 6.17	Curva teórica y medida experimental de $\phi$ frente a $\beta$ para valores de desfase $\Omega_1 = 0,8\pi$ ; $\Omega_2 = 0,43\pi$ .....	63



## Listado de tablas

Tabla 2.1	Tabla comparativa de diferentes medios guiados basados en cable de cobre y basados en fibra óptica. UTP (cable de par trenzado), SMF ( <i>Single Mode Fiber</i> ), MMF ( <i>Multimode Fiber</i> ), SI ( <i>Step Index</i> ), PMMA-GIPOF ( <i>Polymethylmethacrylate Graded-Index Polymer Optical Fiber</i> ), PF-GIPOF ( <i>Perfluorinate optical fibers Graded-Index Polymer Optical Fiber</i> ), NA ( <i>Numerical Aperture</i> ), EMI ( <i>Electromagnetic Interference</i> ). .....	6
Tabla 4.1	Resultados experimentales de los parámetros $R$ y $\phi$ obtenidos para $f = 10\text{Hz}$ , cualquier tiempo $t$ y diferentes valores de amplitud de señales de entrada. ....	34
Tabla 6.1	Tabla comparativa de medidas experimentales y valores teóricos del parámetro $R$ con errores absolutos y relativos.....	64
Tabla 6.2	Tabla comparativa de medidas experimentales y valores teóricos del parámetro $\phi$ con errores absolutos y relativos.....	64
Tabla 8.1	Desglose presupuestario de los costes de personal del proyecto. ....	66
Tabla 8.2	Desglose del gasto en equipos.....	66
Tabla 8.3	Resumen de costes y coste total del proyecto. ....	67



## Listado de acrónimos y siglas

<b>ADC</b>	Analog-to-Digital Converter
<b>ADP</b>	Avalanche Photodiode
<b>AIGND</b>	Analog Input Ground
<b>BLS</b>	Broadband Light Source
<b>CWDM</b>	Coarse Wavelength Division Multiplexing
<b>DAC</b>	Digital-to-Analog Converter
<b>DAQ</b>	Data Acquisition
<b>EMI</b>	Electromagnetic Interference
<b>FP</b>	Fabry-Perot
<b>FO</b>	Fibra óptica
<b>FBG</b>	Fiber Bragg Grating
<b>FOS</b>	Fiber Optic sensor
<b>FIR</b>	Finite Impulse Response
<b>GND</b>	Ground
<b>IM</b>	Intensity Modulator
<b>ITU</b>	International Telecommunications Union
<b>IVI</b>	Interchangeable Virtual Instruments
<b>LabVIEW®</b>	Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench
<b>LAN</b>	Local Area Networks
<b>LED</b>	Light-Emitting Diode
<b>MAN</b>	Metro Area Networks
<b>MAX</b>	Measurement and Automation Explorer
<b>MMF</b>	Multimode Fiber



<b>MPOF</b>	Microstructured Polymer Optical Fiber
<b>MZI</b>	Mach-Zehnder
<b>NA</b>	Numerical Aperture
<b>NI</b>	National Instruments
<b>NRSE</b>	Nonreferenced Single-ended
<b>PC</b>	Personal Computer
<b>PCF</b>	Photonic Crystal Fiber
<b>PCI</b>	Peripheral Component Interconnect
<b>PD</b>	Photodetector
<b>PF-GIPOF</b>	Perfluorinate optical fibers Graded-Index Polymer Optical Fiber
<b>PMF</b>	Polarization Maintaining Fiber
<b>PMMA-GIPOF</b>	Polymethylmethacrylate Graded-Index Polymer Optical Fiber
<b>POF</b>	Polymer Optical Fiber
<b>PXI</b>	PCI eXtensions for Instrumentation
<b>RF</b>	Radio Frequency
<b>RR</b>	Ring Resonators
<b>RSE</b>	Referenced Single-Ended
<b>S/H</b>	Sample&Hold
<b>SI</b>	Step Index
<b>SLD</b>	SuperLuminescent Diodes
<b>SMF</b>	Singlemode fiber
<b>TIR</b>	Total Internal Reflection
<b>USB</b>	Universal Serial Bus
<b>VI</b>	Virtual Instrument
<b>VOA</b>	Variable Optical Attenuator
<b>WDM</b>	Wavelength Division Multiplexing



# Capítulo 1.

## INTRODUCCIÓN

### 1.1 Motivaciones y objetivos

Esta memoria presenta el proyecto fin de carrera titulado “ Técnica de medida con auto-referencia para sensores ópticos de intensidad mediante procesado digital de señal e instrumentación virtual” realizado en el departamento de Tecnología Electrónica de la Universidad Carlos III de Madrid bajo la supervisión del Prof. David Sánchez Montero.

El proyecto se basa en la tesis fin de máster “*Coarse WDM passive optical networking of self-referenced fiber-optic intensity sensors with reconfigurable characteristics*” de David Sánchez Montero, cuya investigación se centra en el desarrollo de redes pasivas de sensores de intensidad óptica con auto-referencia para topologías de multiplexación WDM. La configuración electro-óptica para redes CWDM de sensores ópticos de intensidad basada en redes de Bragg y con modulación en radio frecuencia ha sido verificada usando un amplificador de *Lock-in* en recepción junto con líneas de retardo electrónicas implementadas mediante amplificadores operacionales, resistencias y condensadores comerciales de bajo coste [1]. El presente proyecto surge por la propuesta de mejora empleando técnicas de procesado digital e instrumentación virtual en la etapa de recepción para evitar el uso del amplificador de *Lock-in* y las etapas de retardo electrónicas en recepción.

El principal objetivo de este trabajo es el diseño de aplicaciones que implementen las técnicas de medida con auto-referencia para poder realizar la interrogación remota de sensores ópticos de intensidad de una manera eficaz, flexible y sencilla. Un segundo objetivo importante es la verificación del funcionamiento del esquema electro-óptico para redes CWDM de sensores ópticos de intensidad basada en redes de Bragg con modulación en radio frecuencia junto con el módulo de instrumentación virtual para comprobar que las aplicaciones funcionan correctamente realizando las medidas a partir de las señales del entorno real.

**Palabras clave:** Fibra óptica, sensores ópticos de intensidad, parámetros de auto-referencia, instrumentación virtual.



## 1.2 Abstract

This work presents the project “New Self-referenced measurement technique for optical intensity sensors using digital signal processing and virtual instrumentation” written within the framework of the Electronics Technology Dpt. from Carlos III University of Madrid and under the supervision of Prof. David Sánchez Montero.

The work is based on David Sánchez Montero’s master thesis “*Coarse WDM passive optical networking of self-referenced fiber-optic intensity sensors with reconfigurable characteristics*” which investigation is focused on the development of self-referenced passive optical intensity sensors networks in combination with WDM multiplexing topologies. The proposed electro-optic configuration for optical intensity sensor networks with CWDM topology based on Fiber Bragg Grating with radiofrequency modulation has been tested using a Lock-in amplifier and electronic delay lines at the reception stage implemented by low cost commercial operational amplifier, resistances, and capacitors.

This investigation came up from the proposal for improving the measurement technique by the deployment of digital signal processing techniques and using virtual instrumentation at the reception stage.

The first goal of this project is to design software applications that implement the self- referenced measurement techniques for remote sensing interrogation in order to make them more flexible and simple. The second goal is to fully keep the equipment in working order, that is, to test the electro-optic configuration for optical intensity sensors with CWDM topology based on Fiber Bragg Grating with radiofrequency modulation in addition to the digitalization module and the virtual instrumentation.

**Key words:** Fiber optic, optical intensity sensors, self-referenced parameter, virtual instrumentation.

### 1.3 Resumen de contenidos

El capítulo 2 presenta una perspectiva general de la fibra óptica en comunicaciones y los sensores de fibra óptica. Se exponen los tipos que existen en el mercado, sus características y aplicaciones así como sus ventajas e inconvenientes comparándolos con otras soluciones. Por otra parte, se explican las estrategias de auto-referencia, que proporcionan mecanismos mediante los cuales la variación de la intensidad de la luz en la cabeza sensora puede ser diferenciada y medida independientemente de todas las perturbaciones no deseadas.

En el capítulo 3 se detalla la base teórica para la descripción de los parámetros de auto-referencia y la configuración electro-óptica propuesta en la literatura [1] con el fin de describir el ámbito de trabajo y los estudios previos para realizar técnicas de auto-referencia con procesamiento digital de señal.

En el capítulo 4 se presenta la funcionalidad de la aplicación diseñada para el cálculo de parámetros de auto-referencia con procesamiento digital de señal y cómo se ha llevado a cabo su implementación, explicando las herramientas software y hardware utilizadas. Además se han detallando los aspectos más relevantes que han tenido lugar en la elaboración de esta aplicación incluyendo los datos experimentales obtenidos en el laboratorio para comprobar su funcionalidad.

El capítulo 5 describe el montaje experimental de la configuración electro-óptica con auto-referencia para la interrogación remota de sensores ópticos de intensidad. Por una parte, se describen los equipos utilizados en el laboratorio indicando sus características generales, sus especificaciones y su caracterización. Por otra parte, se muestran las salidas en cada punto de monitorización del esquema para poder visualizar las señales en su recorrido por el sistema tanto en transmisión como en reflexión.

En el capítulo 6 se describe el montaje completo propuesto y se muestran las medidas experimentales de los parámetros de auto-referencia obtenidas en el laboratorio mediante instrumentación virtual y procesamiento digital de señales en la etapa de recepción. Estas medidas se comparan con los valores teóricos realizando un estudio de errores para poder comprobar así el correcto funcionamiento del montaje completo.

En el capítulo 7 se explican las principales aportaciones de este trabajo y las posibles líneas de trabajo futuras para su ampliación y mejora.

El presupuesto total del proyecto se desglosa en el capítulo 8.

## Capítulo 2.

# FIBRA ÓPTICA Y ESQUEMAS DE AUTO-REFERENCIA

### 2.1 Fibra óptica y comunicaciones

En la actualidad, la fibra óptica (FO) es uno de los principales medios de transmisión en redes de datos con una previsión de crecimiento en el futuro debido al gran desarrollo de las redes ópticas de banda ancha.

La fibra óptica es una guía de onda donde la información se transmite en forma de luz. El cable de FO puede contener uno o más hilos de fibra de vidrio. A su vez, cada fibra de vidrio consta de: un núcleo central de fibra, que es el que guía la luz y tiene un alto índice de refracción; una cubierta que rodea al núcleo de material similar pero de índice de refracción menor y un recubrimiento que aísla y protege las fibras. La luz producida por diodos o por láser, viaja a través del núcleo debido a la reflexión (TIR, *Total Internal Reflection*) que se produce en la cubierta. La reflexión interna total es un fenómeno que se produce cuando el rayo de luz incide en un medio de índice de refracción menor (la cubierta de la fibra) que el índice de refracción del medio en el que éste se encuentra (el núcleo central). Cuando el ángulo de incidencia del rayo de luz en la interfaz de ambos medios es mayor que un determinado ángulo crítico, la luz se refleja completamente porque no es capaz de atravesar la frontera entre núcleo y cubierta, propagándose así a lo largo de la fibra. La luz transmitida se convierte en señal eléctrica en el extremo receptor mediante un fotodetector acoplado a la salida de la fibra.

Existen en el mercado varios tipos de fibra óptica. La fibra óptica se clasifica en dos tipos según su frecuencia fundamental o normalizada: Monomodo (SMF, *Singlemode fiber*) o Multimodo (MMF, *Multimode Fiber*). En las fibras monomodo, un único modo degenerado viaja a través de la fibra. Se consigue un rendimiento máximo al propagarse únicamente los rayos paralelos al eje de la fibra. Este tipo de fibras se utiliza en redes de área extensa (MAN, *Metro Area Networks*, and *backbone (core) networks*) por su gran ancho de banda y baja atenuación. Por el contrario, la parte optoelectrónica y de alineamiento es más costosa (al tener un menor tamaño de núcleo, se requiere mayor precisión en conexionado para poder acoplar luz a esta fibra). Por el contrario, las fibras multimodo permiten la propagación de muchos modos. Las fibras multimodo se utilizan, sobre todo, en redes de área local (LAN, *Local*

Area Networks) y redes de acceso (Access Networks) por su mayor sencillez en la parte optoelectrónica y de alineamiento, redundando en un ahorro de costes del sistema óptico final desplegado. Otros tipos de fibra óptica son: PMF (*Polarization Maintaining Fiber*) que preserva la polarización; fibra de plástico, POF (*Polymer Optical Fiber*); fibra de cristal fotónico, PCF (*Photonic Crystal Fiber*) y fibras ópticas de plástico microestructurado, mPOFs.

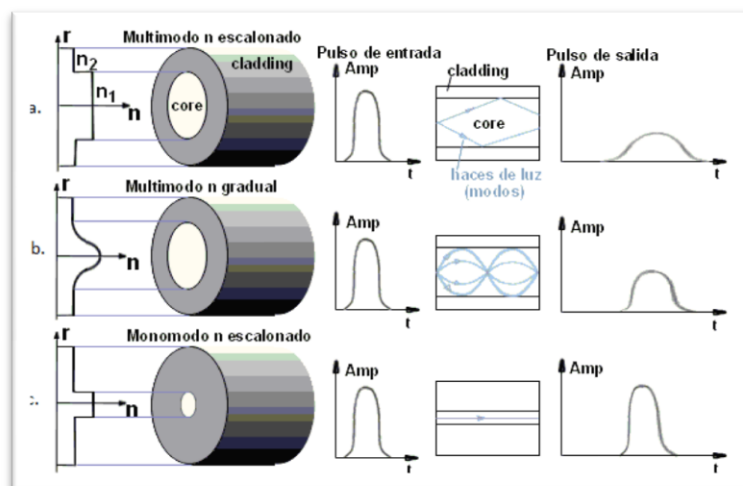


Figura 2.1.- Esquema de Fibra óptica multimodo.

La fibra óptica presenta muchas ventajas en comparación con otros tipos de medios de transmisión. Tiene gran ancho de banda y mayor velocidad de transmisión, es inmune al ruido e interferencias electromagnéticas, aportan seguridad a la transmisión, poseen una baja atenuación de la señal, no existe riesgo de cortocircuito o daño eléctrico, tiene menor diámetro y peso, integridad y larga duración. Uno de sus principales inconvenientes es el alto costo en la conexión e instalación. Además las fibras son muy frágiles y es complicado reparar un cable de fibras roto.

Las redes de fibra óptica son un modelo de red desarrollado para satisfacer las necesidades crecientes de capacidad de transmisión y seguridad en las redes de comunicaciones. Los avances en la purificación de los vidrios, el concepto de multiplexación por división de longitud de onda (WDM) así como las ventajas que ofrece la fibra óptica frente a otros medios de transmisión, la convierten en el medio ideal para la transmisión de datos a altas tasas de velocidad con bajas pérdidas en redes de comunicación.

A continuación, la tabla 2.1 muestra una comparación entre fibra óptica de diferentes tipos y otros medios guiados de cable de cobre. Se comparan características como atenuación, tipo de aplicaciones, alcance, complejidad de instalación, coste, flexibilidad e interferencias entre otras.



CABLE DE COBRE		FIBRA ÓPTICA				
UTP	COAXIAL	SILICA SMF	SILICA MMF	SI-POF	PMMA-GIPOF	PF-GIPOF
Telefonía, datos (xDSL)	TV, Broadcast Radio	Datos Core/Metro networks	Datos Access networks/LANs	Iluminación Guiado de luz	Datos LANs	Datos Redes de acceso /LANs
xx	Alta atenuación	Baja atenuación Largo alcance (>10km)	Baja atenuación Corto/Medio alcance	Alta atenuación Corto alcance (<50m)	Alta atenuación Corto alcance (<100m)	Atenuación media Corto/Medio alcance
xx	xx Experto	Bajo-NA(Numerical Aperture) Conexionado complejo Instalación de la red compleja Alto coste asociado Experto	NA Medio Conexionado Instalación complejidad media Coste medio asociado Experto	Alto-NA Fácil conexionado Instalación eficiente Bajo coste asociado No experto	Alto-NA Fácil conexionado Instalación eficiente Bajo coste asociado No experto	Alto-NA Fácil conexionado Instalación eficiente Bajo coste asociado No experto
Bajo coste intrínseco	Bajo coste intrínseco	Alto coste intrínseco material/fabricación	Alto coste intrínseco material/fabricación	Bajo coste intrínseco material/fabricación	Bajo coste intrínseco material/fabricación	Bajo coste intrínseco material/fabricación
xx	Baja flexibilidad	Baja flexibilidad	Flexibilidad media	Alta flexibilidad	Alta flexibilidad	Alta flexibilidad
Ancho de banda extremadamente limitado	Ancho de banda muy limitado	Dispersión · cromática · no modal BW(decenas de GHz·km)	Dispersión · cromática · modal BW(800MHz·km)	Dispersión · cromática · modal BW (5MHz·km)	Dispersión · cromática · modal BW (500MHz·km)	Dispersión Instalación · modal BW (3GHz·km)
EMI	EMI	No EMI	No EMI	No EMI	No EMI	No EMI
Crosstalk	Crosstalk	No crosstalk	No crosstalk	No crosstalk	No crosstalk	No crosstalk

Tabla 2.1.- Tabla comparativa de diferentes medios guiados basados en cable de cobre y basados en fibra óptica. UTP (cable de par trenzado), SMF (Single Mode Fiber), MMF (Multimode Fiber), SI (Step Index), PMMA-GIPOF (Polymethylmethacrylate Graded-Index Polymer Optical Fiber), PF-GIPOF (Perfluorinate optical fibers Graded-Index Polymer Optical Fiber), NA (Numerical Aperture), EMI (Electromagnetic Interference).

## 2.2 Sensores de Fibra Óptica

Junto con el desarrollo de las comunicaciones ópticas, el campo de los sensores se ha beneficiado de este avance, surgiendo desde hace cuatro décadas el campo de los sensores ópticos o sensores de fibra óptica, un área de investigación y aplicación cada vez más creciente y con un gran volumen de negocio en la actualidad.

La fibra óptica tiene diversas aplicaciones, entre ellas la de sensor para medir parámetros físicos como temperatura, presión, tensión, desplazamiento, etc. Los sensores ópticos obtienen la información acerca del parámetro a medir a partir de un

haz de luz mediante varios mecanismos que modulan ese haz de luz de forma variable cuando un estímulo externo (físico, químico, biológico, etc.) actúa sobre ellos. Los cambios de la intensidad, la fase, la polarización de la luz o incluso su longitud de onda producidos por este efecto de modulación son parámetros medibles.

En los sensores de fibra óptica, las características de la luz guiada dentro de ésta se modifican en respuesta a un estímulo externo. Constituyen un campo de investigación muy amplio que se encuentra actualmente en crecimiento gracias a su uso en redes de comunicaciones. Gran parte de la investigación en fotónica se ha centrado en las áreas de instrumentación y sensores, y múltiples desarrollos de la industria optoelectrónica surgieron precisamente para aplicaciones de sensores. La reducción en las pérdidas de la fibra, así como las mejoras de calidad, sensibilidad y margen dinámico de los sensores de fibra, los ha convertido en sustitutivos ideales de los sensores tradicionales utilizados en medidas de rotación, aceleración, campos eléctricos y magnéticos, temperatura, presión, vibración acústica, posición, presión, humedad, sustancias químicas, etc. Constituyen técnicas de medida que requieren de un espacio mínimo, suelen ser no invasivas, se pueden controlar de forma remota, trabajan en entornos hostiles, los dispositivos son de bajo peso e inmunes a las interferencias electromagnéticas. Tanto la posibilidad de realizar medidas en situaciones complicadas en ambientes hostiles electromagnéticamente o con riesgo de explosión donde el uso de sensores convencionales es imposible, como su avanzada tecnología de bajo coste han supuesto el éxito de los sensores de fibra óptica frente al resto.

Existe una gran diversidad de instrumentos y técnicas de medida ópticas por lo que existen muchas formas diferentes de clasificar y catalogar los dispositivos.

Sin embargo, los sensores se pueden clasificar, según su esquema de detección, en tres tipos:

- Puntual: el sensor realiza la medida de un determinado parámetro en una localización particular. Es el modo de funcionamiento más habitual.
- Distribuida: medida a lo largo de toda la longitud de la propia fibra.
- Quasi-distribuida: la información del parámetro a medir se obtiene a partir de localizaciones predeterminadas a lo largo de la longitud de la red de fibra. Permite realizar esquemas de multiplexación ópticos.

Asimismo, los sensores de fibra óptica se pueden clasificar según la función de la participación de la fibra óptica en el proceso de detección en dos tipos:

- Extrínsecos: la fibra sólo se utiliza para guiar la luz hasta el elemento sensor y recoger la salida del mismo (externo a la fibra), por lo tanto la interacción entre la luz y el parámetro a medir ocurre en un elemento fuera de la fibra.

- Intrínsecos: la fibra es parte activa en el proceso de detección ya que la interacción se produce dentro de la misma.

Los sensores de fibra óptica pueden codificar la información basándose en diferentes parámetros de la luz como son la longitud de onda, la intensidad (amplitud), la fase y la polarización.

En los sensores codificados en longitud de onda la información de la medida está contenida en el espectro de la señal óptica. En los sensores codificados en amplitud, la intensidad óptica se relaciona de forma ideal mediante una relación lineal con la magnitud a medir. Ésta modulación contiene el parámetro a medir. En los sensores codificados en fase o sensores interferométricos, la fase de la radiación óptica se relaciona directamente con la magnitud a medir y, finalmente, tenemos los sensores codificados en polarización, en los que el estado de polarización de la luz propagada se relaciona directamente con la magnitud a medir.

Los sensores de intensidad óptica, en los que la magnitud física provoca variaciones en la intensidad óptica transmitida por la fibra, son los más utilizados e investigados en la actualidad para la medida de parámetros tales como temperatura, presión, humedad, desplazamiento o nivel de líquidos, entre muchas otras. Estos sensores son altamente competitivos tanto económica como tecnológicamente. Su simplicidad es su gran ventaja y, además, los componentes asociados a este tipo de sensores son dispositivos comerciales de bajo coste. Frente a estas ventajas, también presentan algunas limitaciones impuestas por las fluctuaciones indeseables de potencia en el sistema debidas a variaciones en las pérdidas por conectores, empalmes, curvaturas producidas en la fibra o las debidas a los propios equipos emisores y detectores de luz. Debido a estos inconvenientes, se hace necesario incluir estrategias de auto-referencia para el sensado remoto de los sensores de intensidad óptica. Así se podrán minimizar o evitar tanto la influencia de las variaciones de potencia óptica provocadas por los equipos emisores y receptores, bien por envejecimiento de los mismos o inestabilidades térmicas de las condiciones ambientales, como las fluctuaciones de potencia indeseadas debidas a accidentes que afecten al cableado de fibra, actualizaciones de la topología de red o manipulación de los conectores en el enlace que conecta la oficina central, donde las medidas son procesadas, con las cabezas sensoras. De esta forma se pueden obtener medidas estrechamente ligadas a la magnitud que se desea medir de una manera fiable e independiente de las variaciones aleatorias de intensidad óptica anteriormente mencionadas.

## 2.3 Estrategias de auto-referencia

Las estrategias de auto-referencia proporcionan mecanismos mediante los cuales la variación de la intensidad de la luz en la cabeza sensora puede ser diferenciada y medida independientemente de todas las perturbaciones no deseadas. Sin embargo, esto implica dificultades debidas a algunos factores. En primer lugar, la intensidad de la luz provocada por la atenuación de la fibra o por los dispositivos ópticos pasivos como acopladores o conectores no es constante y, en consecuencia, es variable en la mayoría de casos. En segundo lugar, la fluctuación de intensidad de la fuente así como los cambios en las respuestas en el fotodetector también contribuyen a tener mayor incertidumbre en las medidas. Por último, el envejecimiento a largo plazo de las características de dispositivos ópticos y opto-electrónicos, a saber, inestabilidad térmica junto con los rendimientos dependientes del medio ambiente de esos dispositivos pueden dar lugar a medidas con errores en el resultado final.

A pesar de que no es posible evitar estas fuentes de error en la medición, sí se pueden minimizar estas influencias indeseables sobre la exactitud mediciones. Para superar esta limitación, la implementación de un canal de referencia ha sido ampliamente utilizada en la literatura. La referencia efectiva de las variaciones asociadas con los efectos de la transmisión de señales ópticas requiere que la señal de referencia deba propagarse en paralelo a la señal de sensado o, al menos, debería seguirla muy de cerca a lo largo todo el sistema. Además, ambas señales deben tener la misma susceptibilidad a todos los mecanismos de pérdida óptica para asegurar la similitud de tales variaciones. Por lo tanto, tanto el canal de referencia como el de sensado deben estar sometidos de la misma forma a todas las pérdidas del sistema y el canal de sensado debe contener, además, la información relativa a las pérdidas relacionadas con el sensor. Ambos canales (canal de sensado y canal de referencia) deben estar separados e identificados como se muestra en la Fig.2.2 ya sea física o virtualmente a través del tiempo, la frecuencia o técnicas de separación de longitud de onda.

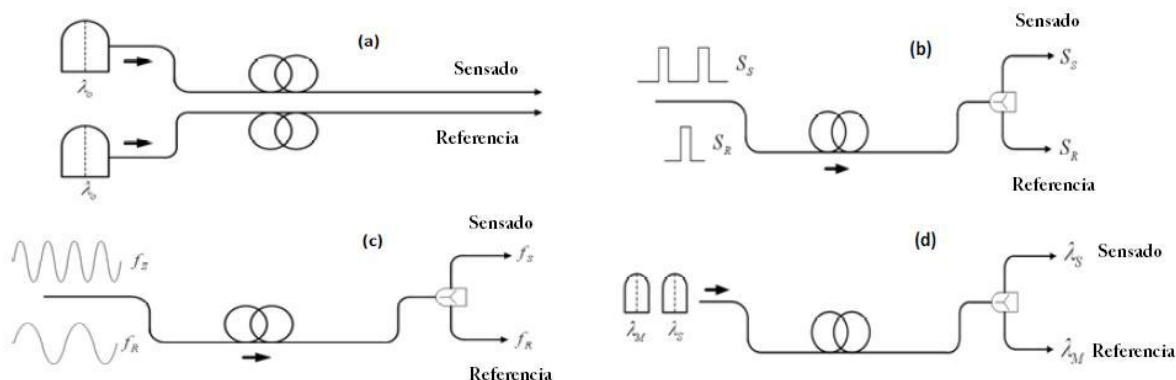




Figura 2.2.- Técnicas de separación de señales comúnmente empleadas en sistemas referenciados: (a) separación espacial; (b) separación temporal; (c) separación de frecuencia; (d) separación de longitud de onda.

Diferentes estrategias de auto-referencia se han propuesto en la literatura, tales como la realización de un *“bypass”* de fibra o métodos de normalización en tiempo, frecuencia o longitud de onda. Dentro de las estrategias de normalización en frecuencia para proveer esquemas con auto-referencia, el empleo de estructuras resonantes tipo Fabry-Perot (FP), Mach-Zehnder (MZI), Michelson o anillos resonantes (RR, *Ring Resonators*) operando en régimen incoherente ha sido ampliamente estudiado. Junto a ello, el desarrollo de nuevos esquemas basados en líneas de retardo ópticas y/o redes de Bragg (FBG, *Fiber Bragg Grating*) para obtener esquemas eficientes que permitan realizar un sensado remoto de los sensores de intensidad óptica ha sido también desarrollado por numerosos autores en la literatura científica.

## Capítulo 3

# DESCRIPCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE AUTO-REFERENCIA

### 3.1 Descripción de la configuración electro-óptica y parámetros de auto-referencia

Con el fin de describir el ámbito de trabajo y los estudios previos para realizar técnicas de auto-referencia con procesado digital de señal hay que detallar la configuración electro-óptica y los parámetros de auto-referencia definidos en la tesis fin de máster de David Sánchez Montero [1]. En el trabajo realizado en la mencionada tesis, se ha estudiado y verificado experimentalmente una nueva configuración electro-óptica de régimen incoherente, empleando redes de Bragg y líneas electrónicas de retardo en recepción para auto-referenciar sensores ópticos de intensidad en puntos remotos de medida y se ha definido un nuevo parámetro de auto-referencia asociado a esta configuración, denominado parámetro  $R$ .

Se han definido dos parámetros de auto-referencia verificando experimentalmente el modelo teórico propuesto, analizado mediante la transformada Z. Mediante la inclusión de líneas de retardo electrónicas en recepción, en lugar de largos tramos de fibra óptica en la cabeza sensora, se consigue mejorar significativamente la capacidad de reconfiguración de la técnica de medida en la red de sensores frente a otras propuestas, junto con el empleo de frecuencias de modulación arbitrarias. Además, al evitar el uso de largos tramos de fibra, se obtienen cabezas sensoras mucho más compactas al poseer un tamaño más reducido. La Figura 3.1 muestra el esquema genérico de la configuración propuesta para un punto genérico de sensado remoto junto con el modelo del filtro digital utilizado para el análisis de su respuesta en frecuencia. La configuración reflexiva está constituida por dos FBG, con distintas longitudes de onda centrales (canal de referencia y de sensado, respectivamente) entre las que se coloca un sensor bidireccional de intensidad óptica y con líneas de retardo electrónicas en recepción, basadas en componentes comerciales de bajo coste, como amplificadores operacionales de propósito general, resistencias y condensadores.

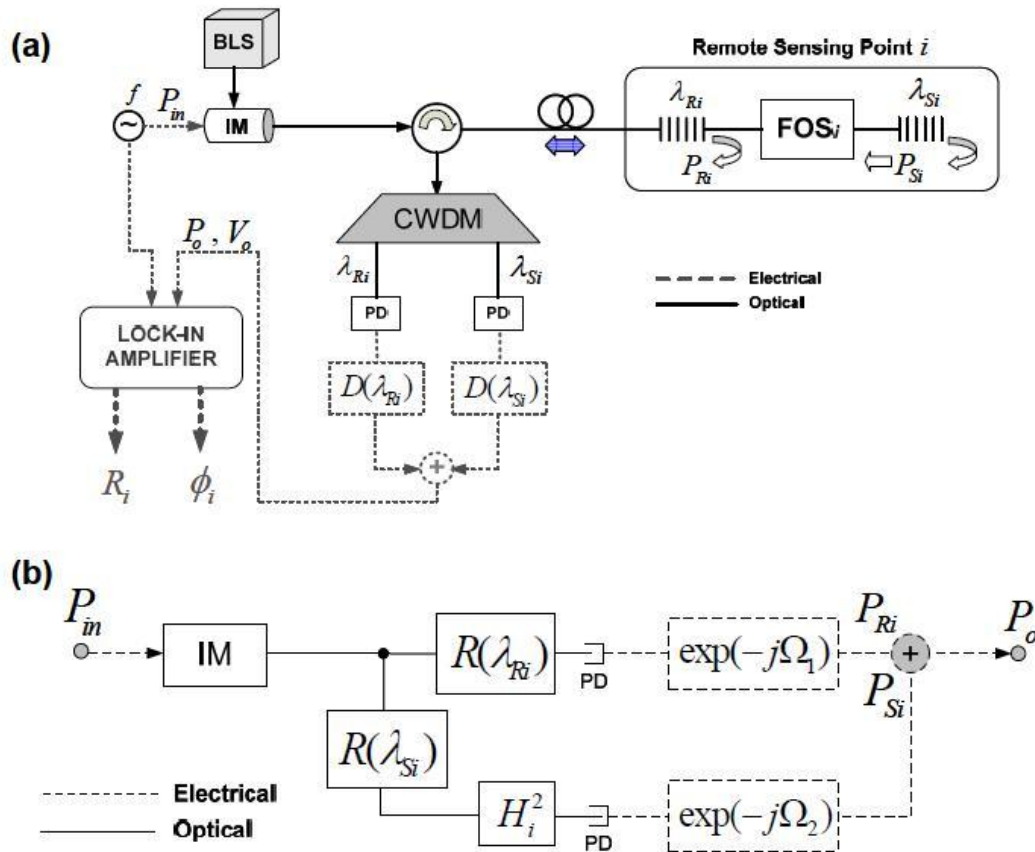


Figura 3.1.- (a) Configuración electro-óptica propuesta con retardos electrónicos en recepción. (b) Modelo de filtro digital. BLS: fuente de luz de amplio espectro; IM: modulador de intensidad óptica; FOS: sensor de fibra óptica; PD: fotodetector; CWDM: Multiplexación Ancha por División en longitud de onda.

Este esquema representa punto a punto la configuración electro-óptica para un punto genérico de sensado remoto. La configuración realiza una transformación de intensidad inducida por el sensor óptico, pudiéndose definir dos parámetros de medida con auto-referencia: el parámetro  $R$  definido como el cociente o ratio de las amplitudes de las señales en recepción y el parámetro  $\phi$  asociado a las variaciones de fase de un tono de modulación. Ambos parámetros dependen únicamente de sus líneas de retardo asociadas y de las pérdidas inducidas por el sensor permitiendo ajustar o reconfigurar el punto de funcionamiento del sensor remoto desde un único emplazamiento, en el que se obtienen las medidas de manera centralizada, de una manera muy flexible. Además, el fácil escalado del sistema permitirá la interrogación remota de múltiples sensores ópticos remotos de una forma también centralizada.

El principio de operación de la topología propuesta es el siguiente. Una fuente de luz de banda ancha se modula a una sola frecuencia  $f$  por un modulador óptico de intensidad (IM). La luz modulada se inyecta en la topología mediante un circulador

óptico. En el punto de sensado remoto (*Remote Sensing Point*) la señal óptica se separa en longitudes de onda y, a su vez, es reflejada por los FBGs. La longitud central de onda de la red de Bragg situada antes del sensor se denomina  $\lambda_R$  (referencia) y la longitud central de onda de la red de Bragg situada después del sensor,  $\lambda_S$  (sensado). De esta forma podremos obtener el camino recorrido por la señal óptica y, por otro lado, el camino recorrido incluyendo el sensor y así calcular los parámetros de auto-referencia que nos permitan conocer el comportamiento del sensor compensando el efecto de las pérdidas o errores que ocurran durante el recorrido.

La modulación de potencia del sensor viene definida por  $H_i$ . La etapa de recepción (en la que la señal ya es eléctrica) es la que se va a implementar digital y virtualmente mediante una tarjeta de adquisición de datos (DAQ) y con el software de instrumentación LabVIEW<sup>®</sup>, respectivamente.

En la etapa de recepción hay dos módulos de retardo ( $\Omega_1$  y  $\Omega_2$ ) aplicados a la señal de modulación en radiofrecuencia RF en ambas longitudes de onda ( $D(\lambda_R) = e^{-j\Omega_1}$  y  $D(\lambda_S) = e^{-j\Omega_2}$ ).

A partir del modelo de filtro digital se puede analizar matemáticamente el comportamiento de la topología propuesta, tanto en el dominio fasorial como en el dominio de la transformada Z. La salida del sistema (ver figura 3.2 (b)) en el dominio del tiempo es:

$$p_0(t) = \alpha \cdot (p_R(t) + \beta \cdot p_S(t)) \quad (3.1)$$

Con,

$$\alpha = m_R \cdot R(\lambda_R) \cdot d_R \quad (3.2)$$

$$\beta = \frac{m_S \cdot R(\lambda_S) \cdot d_S}{m_R \cdot R(\lambda_R) \cdot d_R} H^2 \quad (3.3)$$

donde:

$m_R$ : Índice de modulación en de la fuente óptica.

$R(\lambda_R)$ : Reflectividad de FBG.

$d_R$ : Respuesta del fotodetector (responsividad).

Estos parámetros están referidos a la longitud de onda del canal de referencia  $\lambda_R$  para un sensor remoto genérico.

Los parámetros  $m_s$ ,  $R(\lambda_s)$  y  $d_s$  son idénticos a los anteriores, pero referidos a la longitud de onda correspondiente con el canal de sensado  $\lambda_s$ .

Las señales en el dominio del tiempo del canal de sensado a la frecuencia de modulación  $f$ ,  $p_R(t) = \cos(2\pi \cdot f \cdot t - \Omega_1)$  (señal de referencia) y  $p_s(t) = \cos(2\pi \cdot f \cdot t - \Omega_2)$  (señal de sensado), pueden ser estudiadas mediante análisis en estado estacionario usando la transformada fasorial de las señales sinusoidales correspondientes:

$$P_R = P_{in} \cdot \alpha \cdot \exp(-j \cdot \Omega_1)$$

$$P_S = P_{in} \cdot \alpha \cdot \beta \cdot \exp(-j \cdot \Omega_2) \quad (3.4)$$

La respuesta de la señal de salida como fasor  $P_0$  puede ser analizada usando los fasores previos y la señal temporal resultante a frecuencia  $f$  (Hz) puede ser recuperada obteniendo la parte real de  $P_0 \cdot \exp(-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t)$ .

La expresión del sistema de salida normalizado en fasores viene dada por:

$$H_0 = \frac{P_0}{P_{in}} = \alpha' \cdot [1 + \beta \cdot \exp[-j \cdot (\Omega_2 - \Omega_1)]] \quad (3.5)$$

donde,  $\alpha' = \alpha \cdot \exp(-j \cdot \Omega_1)$ .

La expresión  $H_0$  puede identificarse directamente con la función de transferencia de un filtro FIR (Finite Impulse Response) en el dominio de la Transformada Z de la siguiente forma:

$$H_0(z) = \alpha' \cdot (1 + \beta \cdot z^{-1}) \quad (3.6)$$

Donde,  $z^{-1} = \exp(-j\Omega)$  con  $\Omega = \Omega_2 - \Omega_1$ .

La función de transferencia  $H_0(z)$  en el dominio de la Transformada Z permite un estudio sencillo del sistema en base a su respuesta en frecuencia en términos de parámetros de diseño genéricos (mostrados en la literatura [2]). En esta aproximación, la diferencia de desfase  $\Omega = \Omega_2 - \Omega_1$  entre la referencia en el dominio del tiempo y la señal del sensor representa, al mismo tiempo, la frecuencia angular del filtro digital  $H_0(z)$ .

$H$  es la pérdida por modulación del sensor que depende de la medida y está codificada en la función de transferencia de la configuración de auto-referencia por medio del parámetro  $\beta$ . En la expresión del parámetro  $\beta$ , aparece como  $H^2$  debido a la reflexión de la luz en la estructura del sensor (la luz atraviesa dos veces el sensor en ambas direcciones).

La respuesta en amplitud normalizada y la respuesta en fase frente a la frecuencia angular  $\Omega$  del modelo de filtro digital de la Figura 3.1 (b) se muestra en las Fig.3.2 y Fig.3.3, respectivamente, para diferentes valores de  $\beta$ . Se puede observar una forma simétrica para la amplitud y una anti-simétrica para la fase, respecto de  $\Omega = \pi$ . Un cero en transmisión tiene lugar en la condición  $\Omega = \pi$  para  $\beta = 1$ .

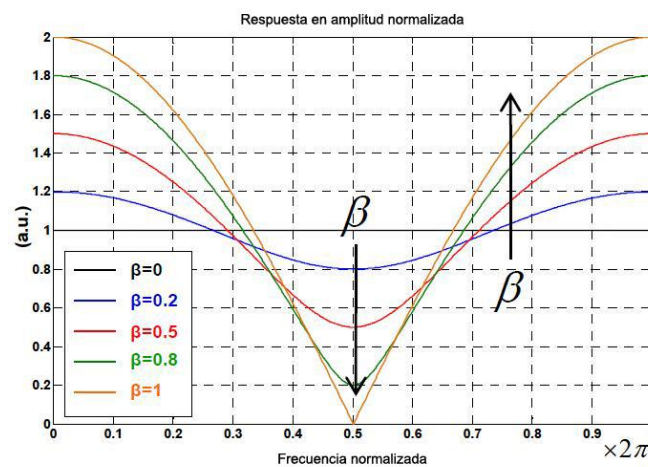


Figura 3.2.- Respuesta en amplitud normalizada de la función de transferencia de la configuración de auto-referencia frente a la frecuencia angular normalizada para diferentes valores de  $\beta$ .

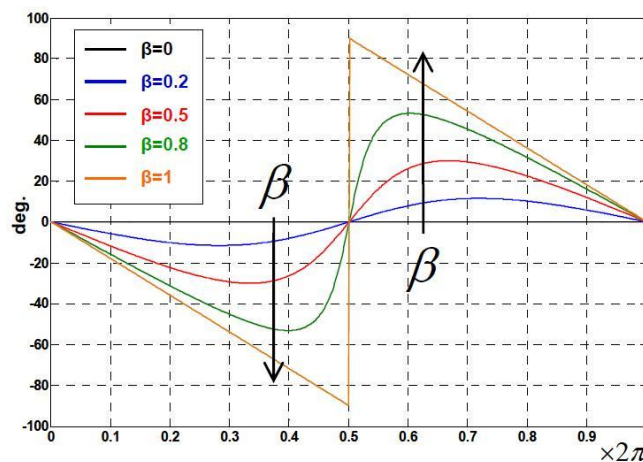


Figura 3.3.- Respuesta en fase normalizada de la función de transferencia de la configuración de auto-referencia frente a la frecuencia angular para diferentes valores de  $\beta$ .

A partir de ahora, el parámetro  $\beta$  será considerado como el parámetro de modulación de intensidad óptica de la configuración de auto-referencia. Sin embargo, la relación de  $\beta$  con el transductor de intensidad de modulación se muestra en la Ec. (3.3).

Por lo tanto, en este punto se pueden definir dos parámetros para un punto genérico de sensado remoto mostrado en la Fig.3.1 (a). Los parámetros de auto-referencia definidos para el sistema en la etapa de recepción son  $R$  y  $\phi$ .

El parámetro  $R$  es el cociente de amplitud en la etapa de recepción para diferentes desfases.

$$R = \frac{V_0(f, \Omega_2)}{V_0(f, \Omega_1)} = \frac{M(f, \Omega_2)|_{\Omega_1=0}}{M(f, \Omega_1)|_{\Omega_2=0}} = \frac{\left[1 + \left(\frac{2\beta}{1+\beta^2}\right) \cos \Omega_2\right]^{1/2}}{\left[1 + \left(\frac{2\beta}{1+\beta^2}\right) \cos \Omega_1\right]^{1/2}} \quad (3.9)$$

donde,

$$M(f, \Omega_1, \Omega_2) = \alpha (1 + 2\beta \cos \Omega + \beta^2)^{1/2} \quad (3.10)$$

siendo  $M(f, \Omega_1, \Omega_2)$  la magnitud de la función de transferencia  $H_0(z)$  del filtro.

La magnitud correspondiente al sensor a las frecuencias angulares  $\Omega_1, \Omega_2$  se puede expresar como:  $\Omega_i = \Omega_2 - \Omega_1$ . Para medir la magnitud en  $\Omega_2$  se selecciona  $\Omega_1 = 0$  y viceversa.

El segundo parámetro de auto-referencia,  $\phi$ , es la fase de la señal de salida para diferentes desfases del sensor en la etapa de recepción.

$$\phi = \arctan \left[ \frac{-(\sin \Omega_1 + \beta \sin \Omega_2)}{(\cos \Omega_1 + \beta \cos \Omega_2)} \right] \quad (3.11)$$

Para un valor fijo de  $\Omega_2$  y  $\Omega_1$  y de frecuencia de modulación, los parámetros de medida  $R$  y  $\phi$  del punto de sensado remoto sólo dependen de  $\beta$ . Por otra parte, la Ec. (2.3) muestra que  $\beta$  es insensible a fluctuaciones externas de potencia que



puedan aparecer en el enlace óptico entre el punto de detección y la fase de transmisión. Por tanto, los parámetros  $R$  y  $\phi$  pueden considerarse como parámetros de auto-referencia. Además, ambos parámetros de auto-referencia están determinados por cualquier par de valores de frecuencias angulares ( $\Omega_1, \Omega_2$ ) proporcionando flexibilidad a la técnica de medida en la red de interrogación remota para el punto de operación que se desee. La Fig.3.4 (a) y la Fig.3.4 (b) muestran las curvas teóricas para el parámetro  $R$  y la fase de salida  $\phi$ , respectivamente, para diferentes configuraciones de desfase.

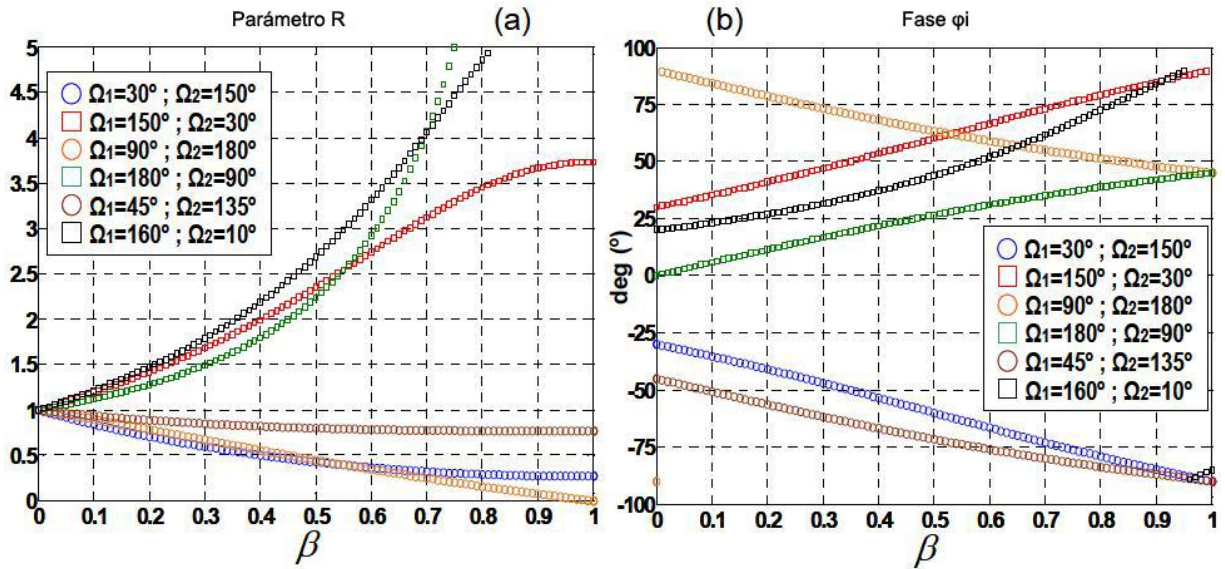


Figura 3.4.- Curvas teóricas del parámetro  $R$  (a) y la fase de salida  $\phi$  (b) frente a  $\beta$  para diferentes configuraciones de desfase en la etapa de recepción.

Un análisis de la Fig. 3.4(a) muestra que mayores valores de  $R$  se pueden lograr mediante el incremento de la diferencia relativa entre ambos desfases  $\Omega_1$  y  $\Omega_2$ , alcanzando su valor máximo para  $\Omega_1 - \Omega_2 = \pi$ . El parámetro  $R$  muestra un comportamiento no simétrico con respecto al signo de la diferencia entre  $\Omega_1$  y  $\Omega_2$  en contraste con el comportamiento simétrico de la respuesta de la fase de salida  $\phi$ , véase Fig. 3.4 (b). Los valores más altos de  $R$  pueden obtenerse seleccionando valores de desfase en los que el signo de la diferencia  $\Omega_1 - \Omega_2$  es positivo.

Sea  $m(\phi)$  la pendiente de la respuesta de la fase de salida frente a  $\beta$ , de las curvas teóricas mostradas en la Fig.3.6. El comportamiento de ambos parámetros puede definirse como:

$$R > 1 \text{ y } m(\phi) > 0 \text{ cuando } \Omega_1 - \Omega_2 > 0$$

$$R < 1 \text{ y } m(\phi) < 0 \text{ cuando } \Omega_1 - \Omega_2 < 0$$



### 3.2 Parámetros de auto-referencia con procesado digital

El objetivo del presente proyecto es realizar procesado digital de las señales ópticas en recepción (la señal del sensor y la señal de referencia) simulando mediante instrumentación virtual la etapa eléctrica de recepción para poder realizar el cálculo de los parámetros de auto-referencia  $R$  y  $\phi$ . Se sustituirá la etapa eléctrica por la simulación virtual con LabVIEW®. El nuevo esquema propuesto quedaría de la siguiente forma:

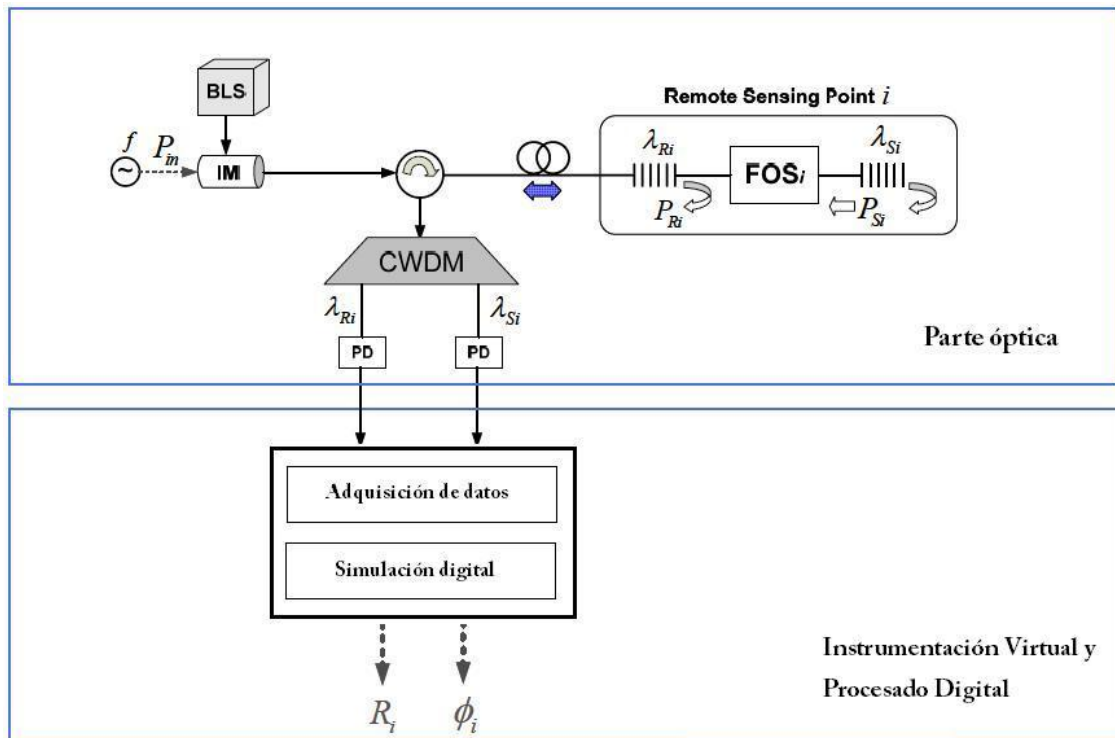


Figura 3.5.- Esquema de la configuración propuesta con adquisición de datos (DAQ) e instrumentación virtual en la etapa de recepción.

## Capítulo 4.

# IMPLEMENTACIÓN DEL PROYECTO

En este capítulo se presentará la funcionalidad de la aplicación diseñada para el cálculo de parámetros de auto-referencia y se describirá cómo se ha llevado a cabo su implementación, explicando las herramientas software y hardware utilizadas y detallando los aspectos más relevantes que han tenido lugar en la elaboración de esta aplicación.

### 4.1 Instrumentación virtual

La instrumentación virtual permite la realización de medidas, pruebas, control y diseño sin necesidad de disponer físicamente de ningún instrumento. Supone una revolución de la instrumentación electrónica tradicional debido a las grandes aportaciones y beneficios de esta tecnología. El usuario puede configurar y generar sus propios sistemas logrando altas prestaciones, flexibilidad, reutilización y reconfiguración a la vez que se logra una gran disminución de los costos de desarrollo y mantenimiento.

En la instrumentación tradicional, el instrumento actúa totalmente aislado, con capacidades estáticas predefinidas por el fabricante, el conjunto de entradas y salidas son fijas y la interfaz con el usuario se basa en botones. Además consta de LEDs y *displays* que permiten controlar o cambiar algunas de las características del instrumento que es un dispositivo electrónico físico que contiene amplificadores, filtros, conversores A/D, microprocesadores, memorias y buses de comunicación para poder convertir y representar una señal eléctrica en forma numérica o a través de un *display* o gráfico. Por todo ello, el instrumento tradicional presenta una arquitectura cerrada que impide realizar cambios en su funcionalidad debido a que cualquier modificación implicaría realizar cambios en la circuitería, algo complicado y costoso.

La instrumentación Virtual aprovecha el bajo costo de los PC y su alto grado de rendimiento en procesos de análisis para implementar hardware y software proporcionando al usuario mayor flexibilidad al poder incrementar la funcionalidad del instrumento tradicional. La ventaja principal de esta herramienta es que permite al usuario establecer las características del instrumento y, de esta forma, sus potencialidades y limitaciones. La instrumentación virtual permite la emulación de

gran cantidad de instrumentos como multímetros, osciloscopios o analizadores de señal, agregando características como análisis numérico, visualización, almacenamiento y procesamiento de datos entre muchas otras. Mediante la representación en pantalla de los elementos gráficos de visualización y control que servirán de interfaz con el usuario, se pueden observar los estados de las entradas seleccionadas en la pantalla e interactuar con las salidas directamente o mediante la ejecución de las rutinas programadas [3].

Desde la década de los 80 varias compañías comenzaron a desarrollar sistemas para implementar aplicaciones basadas en instrumentación virtual que en la actualidad están siendo utilizadas por gran cantidad de industrias aumentando el número y variedad de aplicaciones. Una de las principales compañías en aportar herramientas de instrumentación virtual es *National Instruments*. Proporciona software fácil de integrar (LabVIEW<sup>®</sup>) y hardware modular para medida y control de sistemas PCI (*Peripheral Component Interconnect*, Interconexión de componentes periféricos), PCI Express, PXI (extensiones PCI para instrumentación), USB (*Universal Serial Bus*, Bus universal en serie) y Ethernet [4].

## 4.2 Software LabVIEW<sup>®</sup> de National Instruments y Measurement and Automation Explorer (MAX)

LabVIEW<sup>®</sup> (*Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*) es un lenguaje de programación gráfica para el diseño de sistemas de adquisición de datos, instrumentación y control creado por *National Instruments* en 1986. Actualmente está disponible para todas las plataformas y su última versión es de 2011. En el presente proyecto se ha trabajado con *National Instruments LabVIEW2009 Service Pack 1*, versión 9.0.1.

LabVIEW<sup>®</sup> permite diseñar interfaces de usuario mediante una consola interactiva basada en software. Es, además, compatible con herramientas de desarrollo similares y puede trabajar con programas de distintas áreas de aplicación, como por ejemplo Matlab<sup>®</sup>. Su gran ventaja es que permite una fácil integración con hardware, específicamente con tarjetas de medición, adquisición y procesamiento de datos (incluyendo adquisición de imágenes).

#### 4.2.1 Aplicaciones de LabVIEW<sup>®</sup>

El lenguaje de programación LabVIEW<sup>®</sup> se puede utilizar para múltiples propósitos y aplicaciones como sistemas de medición, monitorización de procesos, aplicaciones de control, adquisición de datos y análisis matemático, diseño embebido de micros y chips, visión artificial y control de movimientos, robótica y domótica entre otras.

#### 4.2.2 Programación gráfica con LabVIEW<sup>®</sup>

Al ser una herramienta gráfica de programación, LabVIEW<sup>®</sup> consta de gran cantidad de bloques prediseñados que facilitan la programación de aplicaciones. Los programas en LabVIEW<sup>®</sup> son instrumentos virtuales (VIs). Cada VI se compone de dos partes diferenciadas:

Panel Frontal (*Front Panel*) que es la interfaz del usuario. Se utiliza para interactuar con el usuario cuando el programa está en ejecución. En esta interfaz se definen los controles (usados como entradas, pueden ser botones, marcadores, etc.) e indicadores (usados como salidas, pueden ser gráficas, LEDs, visualizadores numéricos etc.)

Diagrama de bloques (*Block Diagram*), donde se define la funcionalidad del programa. Cada control o indicador del panel frontal tiene un terminal correspondiente en el diagrama de bloques. Cuando un VI se ejecuta, los valores de los controles fluyen a través del diagrama de bloques, donde son usados en las funciones del diagrama, y los resultados son pasados a otras funciones o indicadores.

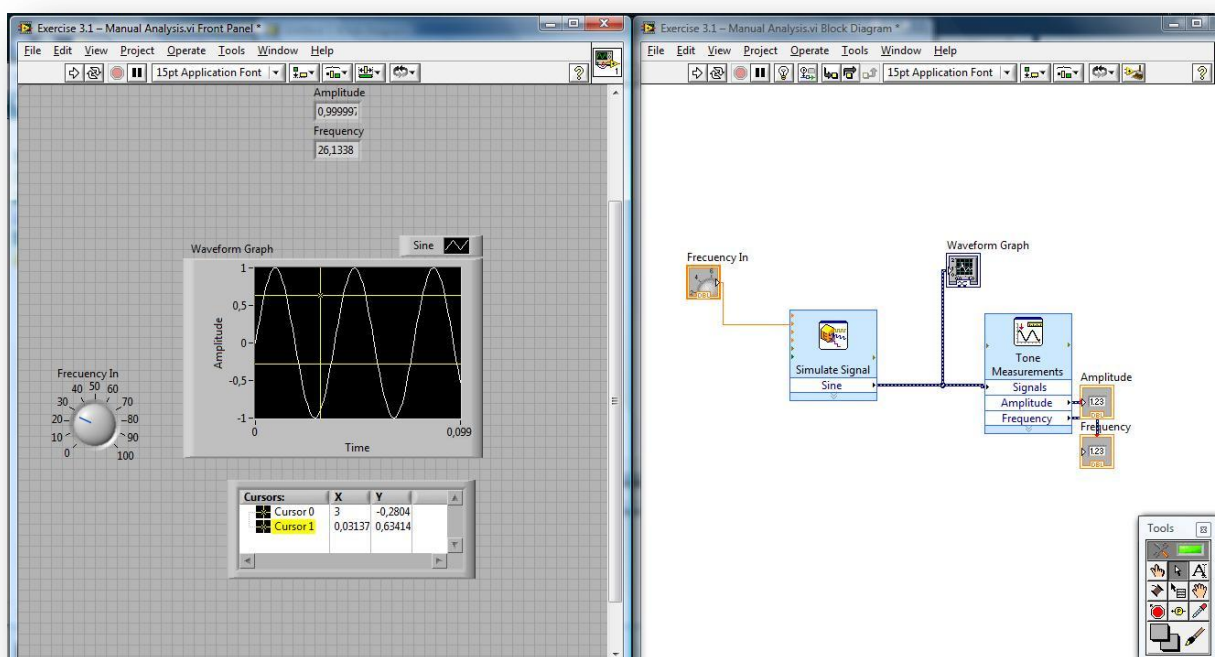


Figura 4.1.- Ejemplo de aplicación en LabVIEW®. A la izquierda se muestra el panel frontal y a la derecha el diagrama de bloques.

La programación gráfica se basa en la realización de operaciones mediante la asignación de iconos que representen los datos numéricos e iconos que representan los procedimientos que deben realizar los VIs. Con estos iconos y mediante una conexión simple como lo es una línea recta se enlazan para determinar una operación y/o una función. LabVIEW® tiene VIs de adquisición de datos e imágenes, de comunicaciones, de procesamiento digital de señales, de funciones matemáticas simples y funciones que utilizan otros programas como Matlab® para resolver problemas. Además, existen otras funciones más complejas como nodos de fórmula que se utilizan para la resolución de ecuaciones pudiéndose editar éstas como en lenguajes de programación tradicionales y definiendo las entradas y las salidas. Al diseñar el programa de forma gráfica, se hace visible una programación orientada al flujo de datos, donde se tiene una interpretación de los datos también de forma gráfica. El flujo de datos va de izquierda a derecha en el panel de programación y está determinado por las operaciones o funciones que procesan los datos. Es fácil observar en el panel de programación cómo se computan los datos en cada parte del programa cuando se realiza una ejecución del programa paso a paso. Por lo tanto, en LabVIEW®, el flujo de datos muestra la ejecución secuencial del programa. Es decir, una tarea no se inicia hasta tener todas sus variables de entrada o hasta que las tareas predecesoras hayan terminado de ejecutarse. Debido al lenguaje gráfico, el compilador de LabVIEW® es más versátil ya que sobre el mismo código de programación se puede ver fácilmente el flujo de datos, así como su contenido. En LabVIEW® las variables se representan mediante figuras tanto en el panel frontal como en el panel de programación. De esta forma se puede observar la respuesta en la interfaz del usuario y en el flujo de datos del código del programa [5].

#### 4.2.3 Evolución de LabVIEW®

LabVIEW® v.1.0 era un lenguaje basado en el flujo de datos entre diversos componentes, junto con un control de flujo mediante un código gráfico desarrollado sobre una plataforma Macintosh. Debido a las características de esta primera versión los usuarios se veían obligados a ejecutar sus aplicaciones de cierta complejidad en grandes máquinas. Frente a esta dificultad, LabVIEW® v.2.0 optó por hacer uso de un compilador, frente al intérprete de la versión previa.

El compilador y el intérprete difieren en la forma en la que se ejecuta un programa. El intérprete lee el código fuente del programa línea a línea, realizando las instrucciones específicas contenidas en cada línea. Por el contrario, el compilador, lee el programa completo y lo convierte a código objeto, que es una traducción del código fuente del programa a una forma que puede ser ejecutada directamente por el

ordenador. EL código objeto también se puede denominar código binario o código máquina.

La mejora propuesta por *National Instruments* para LabVIEW<sup>®</sup> v3.0 fue hacer los programas del mismo más portables, con lo que se tuvo que hacer más independiente el código del programa frente al procesador y del sistema operativo de la plataforma.

La versión más reciente del 2011, LabVIEW<sup>®</sup> 11.0, incrementa drásticamente la eficiencia del desarrollo a través de nuevas bibliotecas específicas de ingeniería y sus habilidades para interactuar con casi cualquier dispositivo hardware u objetivo de despliegue, incluyendo nuevos controladores NI Compacto multinúcleo y NI PXIe-5665, uno de los analizadores RF de señales vectoriales con el más alto rendimiento de la industria. También soporta el último Microsoft<sup>®</sup> .NET Framework e incluye numerosas características basadas directamente en la retroalimentación del usuario [4].

#### 4.2.4 Software Measurement and Automation Explorer (MAX)

El software *Measurement and Automation Explorer* (MAX) proporciona acceso a los productos de *National Instruments* y sirve para configurar el driver IVI (*Interchangeable Virtual Instruments*). Se utiliza para la gestión de dispositivos e interfaces, gestión de software de NI, gestión de los canales virtuales o las tareas de los diferentes dispositivos, crear escalas para los diferentes instrumentos virtuales, configurar los drivers IVI e importar y exportar archivos de configuración de dispositivos.

Los controladores o drivers IVI permiten aumentar el rendimiento y la productividad y disminuir el tiempo de desarrollo con las siguientes características:

- El almacenamiento de estado en caché aumenta la eficiencia al mantener el valor de cada configuración de atributos del instrumento y comunicando con el instrumento sólo cuando cambia el valor.
- Al especificar la configuración de atributos, se puede habilitar el rango de control para verificar la configuración y forzar las configuraciones para que sean aceptables valores predeterminados.
- Los controladores IVI proporcionan un modo de simulación en el que se pueden hacer llamadas a un controlador de instrumentos, sin que el instrumento esté presente. El modo de simulación permite probar el software con los datos que se pueden adquirir desde el instrumento.
- Los controladores IVI tienen, además, características como la revisión del estatus del programa.

MAX posee la ventaja de la intercambiabilidad de IVI y permite la posibilidad de activar y desactivar las distintas opciones en IVI desde fuera de la aplicación.

### 4.3 Hardware de adquisición de datos

La adquisición de datos (DAQ) es el proceso de medir con un PC un fenómeno eléctrico o físico como voltaje, corriente, temperatura, presión o sonido. Consiste en tomar un conjunto de señales físicas, convertirlas en tensiones eléctricas y digitalizarlas de manera que se puedan procesar en un PC. Un sistema DAQ consiste en sensores, hardware de medidas DAQ y un PC con software programable (en este caso, LabVIEW<sup>®</sup> y *Measurement & Automation*). Comparados con los sistemas de medidas tradicionales, los sistemas DAQ basados en PC aprovechan la potencia del procesamiento, la productividad, la visualización y las habilidades de conectividad de los PCs estándares en la industria proporcionando una solución de medidas más potente, flexible y rentable.

El elemento que realiza la transformación digital es el módulo de digitalización o tarjeta de adquisición de datos (DAQ). La Fig. 4.2 muestra el diagrama de bloques de una tarjeta de adquisición de datos.

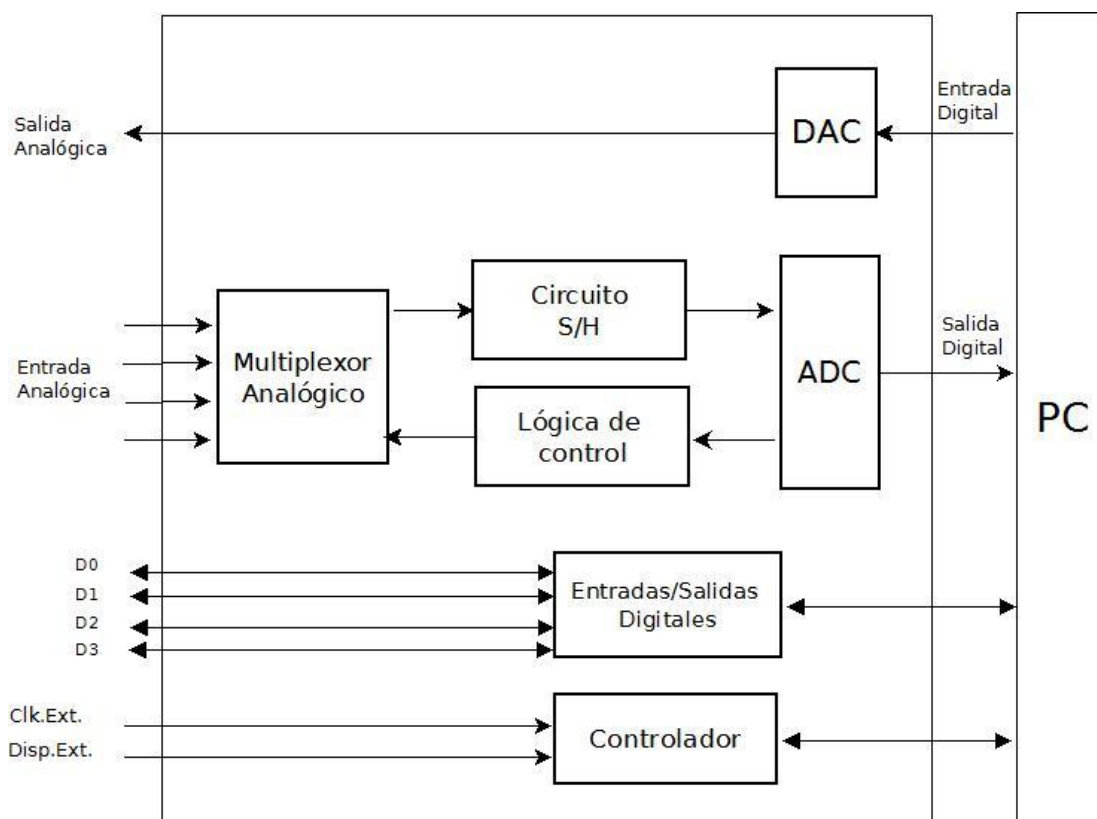


Figura 4.2.- Diagrama de bloques de una tarjeta de adquisición de datos. S/H: *Sample&Hold*, DAC: *Digital-to-Analog Converter*, ADC: *Analog-to-Digital Converter*.

Existen tres parámetros importantes que definen el módulo de digitalización:

**Resolución:** Al adquirir datos a un PC, un convertidor analógico-digital (ADC) toma una señal analógica y la convierte en números binarios. Por lo tanto, cada número binario del ADC representa un nivel de voltaje. El ADC devuelve el nivel más alto posible sin pasar el nivel de voltaje real de la señal analógica. La resolución se refiere al número de niveles binarios que el ADC puede utilizar para representar una señal. Para encontrar el número de niveles de voltaje disponibles basados en la resolución hay que tomar  $2^N$ , donde  $N$  es el número de bits del ADC y  $\text{resolución} = 1/2^N$ . Por lo tanto, a mayor resolución, mayor es el número de niveles necesarios para representar la señal. Por ejemplo, un ADC con 3-bits de resolución puede medir  $2^3$  o 8 niveles de voltajes, mientras que un ADC con 12-bit de resolución puede medir  $2^{12}$  o 4096 niveles de voltajes.

**Rango:** A diferencia de la resolución, el rango del ADC es seleccionable. La mayoría de los dispositivos DAQ ofrecen un rango desde 0 - +10 V o -10 a +10 V. El rango se elige en la configuración del dispositivo en NI-DAQ. La resolución del ADC será extendida por cualquier rango que se elija. Cuanto más grande sea el rango, más dispersa será la resolución, y tendrá una peor representación de la señal. Por lo tanto, es importante escoger un rango apropiado para la señal de entrada.

**Ganancia:** Hay que escoger apropiadamente el rango del ADC para maximizar su resolución. Otra manera de ayudar a que la señal maximice la resolución del ADC es aplicando una ganancia. Ganancia se refiere a cualquier amplificación o atenuación de una señal. El ajuste de ganancia (*gain setting*) es un factor de escala. Cada nivel de voltaje en la señal de entrada es multiplicado por el ajuste de ganancia para obtener la señal amplificada o atenuada. A diferencia de la resolución que es un ajuste fijo (*fixed setting*) del ADC, y el rango que es escogido cuando el dispositivo DAQ es configurado, la ganancia es especificada indirectamente a través de un ajuste llamado límites de entrada. Los límites de entrada se refieren a los valores máximos y mínimos de la señal de entrada analógica actual. Basado en los límites de entrada que se definan, la ganancia posible más grande que mantendrá la señal entre el rango escogido del ADC es aplicada a la señal. Por ello, es necesario conocer los valores máximos y mínimos de la señal.

Existen diversos tipos de dispositivos de adquisición de datos en el mercado, algunos de ellos se muestran en la Fig. 4.3.



**Tarjeta de Sonido\***



**NI USB DAQ**



**NI PCI DAQ**



**Instrumentos\***



Ancho de Banda AI (entrada analógica)	8-44 KS/S	10-200 KS/s	250K-1.2Ms/s	20kS/s-2GS/s
Resolución	12-16 bit	12-16 bit	14-18 bit	12-24 bit
Portable	sí	sí	no	algunos
Canales AI (entradas analógicas)	2	8-16	16-80	2
Canales AO (salidas analógicas)	2	1-2	2-4	0
AC o DC	AC	AC/DC	AC/DC	AC/DC
Triggering	no	sí	sí	sí
Calibrado	no	sí	sí	sí

\*En la tabla se describen las características generales que no tienen por qué cumplirse en todos los dispositivos.

Figura 4.3.- Esquema comparativo de las características de diferentes dispositivos de adquisición de datos.

En el presente proyecto se utiliza la tarjeta USB-6009 de Nacional Instruments, que es una tarjeta externa DAQ multifunción de bajo coste optimizada para aplicaciones de propósito general. Proporciona funcionalidad de adquisición de datos básica para aplicaciones como registro de datos simple, medidas portátiles y experimentos académicos de laboratorio. La conexión al PC se realiza mediante USB y las limitaciones de voltaje son de  $\pm 30$  Voltios. Consta de 8 entradas analógicas (14 bits de resolución, frecuencia de muestreo de 48 kilosamples/s y con un rango de tensión de entrada configurable:  $\pm 20V$ ,  $\pm 10V$ ,  $\pm 5V$ ,  $\pm 4V$ ,  $\pm 2.5V$ ,  $\pm 2V$ ,  $\pm 1.25V$  y  $\pm 1V$ ), 2 salidas analógicas (12 bits de resolución a 150 S/s, con un rango de entrada de  $\pm 5V$ .), 12 E/S digitales y un contador de 32 bits [6].



**NI USB-6009**

GND	1	17	P0.0
AI 0/AI 0+	2	18	P0.1
AI 4/AI 0-	3	19	P0.2
GND	4	20	P0.3
AI 1/AI 1+	5	21	P0.4
AI 5/AI 1-	6	22	P0.5
GND	7	23	P0.6
AI 2/AI 2+	8	24	P0.7
AI 6/AI 2-	9	25	P1.0
GND	10	26	P1.1
AI 3/AI 3+	11	27	P1.2
AI 7/AI 3-	12	28	P1.3
GND	13	29	PFI 0
AO 0	14	30	+2.5 V
AO 1	15	31	+5 V
GND	16	32	GND

Figura 4.4.- Conexiones de la DAQ USB-6009. Terminales analógicos del pin 1 al 16,  
terminales digitales del pin 17 a 32.

La adquisición de la señal puede ser diferencial (*Differential*), referenciada a un punto (*referenced single-ended, RSE*) o no referenciada (*nonreferenced single-ended, NRSE*).

En la medida diferencial se tendrá en cuenta la diferencia de tensión entre una línea y otra. En este caso será preciso dedicar dos canales analógicos. El circuito externo y el dispositivo USB-6009 no tienen una referencia común. Como regla general, para usar una entrada diferencial se debe dar alguna de las siguientes condiciones: que la señal de entrada sea de bajo nivel ( $<1V$ ), que los cables de conexión de la señal al dispositivo USB-6009 sean de más de 3m de longitud, que la señal de entrada requiera una señal de referencia a tierra separada o señal de retorno o que la señal se transmita a través de un ambiente ruidoso. Es preferible una medida diferencial a las otras porque presenta menos ruido y mejor rechazo al modo común.

Las medidas con referencia (RSE) sí tienen un punto común entre el exterior y la tarjeta DAQ (*analog input ground AIGND*). La ventaja de esta medida respecto a la anterior es que habrá más canales disponibles, pero todas esas entradas deben tener la misma referencia. No se recomienda si las tensiones son pequeñas, si hay una gran distancia entre el acondicionador y la tarjeta, los cables no están apantallados o se está inmerso en un ambiente ruidoso.

En las medidas sin referencia (NRSE) la señal exterior y la circuitería del dispositivo USB-6009 no tienen una referencia común. Solo se usan conexiones de entrada NRSE si la señal de entrada es de alto nivel ( $>1V$ ) y que la conexión de la señal al dispositivo esté a menos de 3m.

#### 4.4 Simulación en LabVIEW<sup>®</sup> para el cálculo de parámetros de auto-referencia

Se han programado dos tipos de aplicaciones: en una de ellas, el cálculo de parámetros se realiza mediante simulación de señales y en la otra, las señales se obtienen de un entorno real con la tarjeta de adquisición de datos.

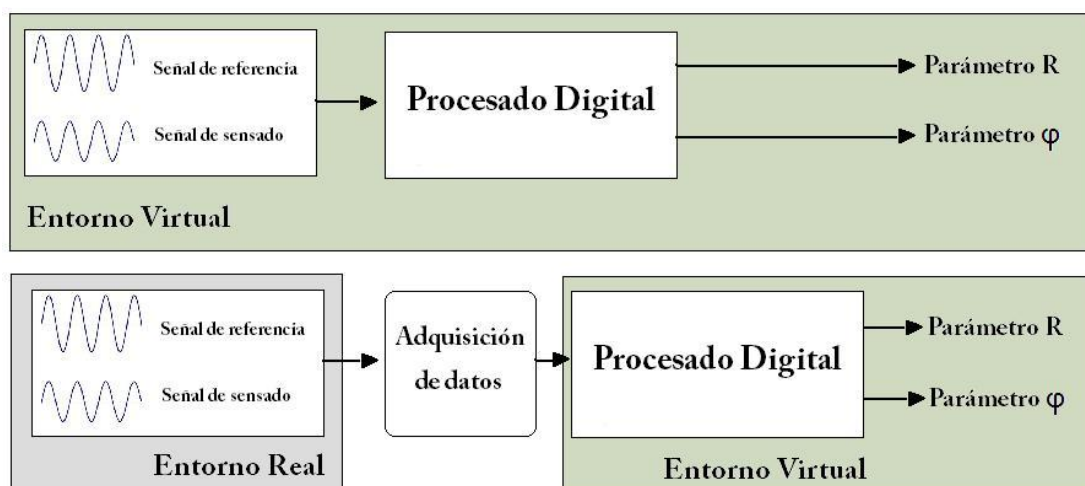


Figura 4.5.- Esquema de aplicaciones para el cálculo de parámetros de auto-referencia.

En las aplicaciones en entorno virtual, se programan con LabVIEW<sup>®</sup> dos señales sinusoidales que simulan las señales de referencia y de sensado. Se aplica un determinado desfase a cada una de las señales y, posteriormente se suman obteniendo así una señal  $P_{salida}$  de la que se obtienen los datos necesarios para calcular los parámetros  $\phi$  y  $R$ .

Para el cálculo de parámetros a partir de señales del entorno real, se capturan las señales de referencia y de sensado con la tarjeta de adquisición (DAQ). De esta forma, se pueden procesar digitalmente las señales adquiridas del montaje óptico real con LabVIEW<sup>®</sup>. Al igual que en el caso anterior, se aplica un módulo de desfase a ambas señales, las cuales se suman obteniendo  $P_{salida}$ . A partir de los cálculos realizados sobre la señal  $P_{salida}$  se obtienen los parámetros de auto-referencia  $\phi$  y  $R$ .

Las aplicaciones en el entorno virtual que realizan el cálculo de los parámetros de auto-referencia se denominan *FASE(simulación).vi* y *PARÁMETRO R(simulación).vi*. Las aplicaciones que toman las señales del entorno real se denominan *FASE(DAQ).vi* y *PARÁMETRO R (DAQ).vi*. (Ver anexos A1, A2, A3 y A4).

#### 4.4.1 Cálculo del parámetro $\phi$

**Parámetro fase calculado en entorno virtual** (aplicación: *FASE(simulación).vi*):

El primer paso consiste en la simulación de dos senos con distinta amplitud mediante la función de la paleta de LabVIEW<sup>®</sup> *Express»Signal Analysis»Simulate Signal*. El seno que simula la señal de referencia tiene 1V de amplitud y el que simula la señal de sensado, 0.6V. Ambas señales tienen 10.1 Hz de frecuencia y fase 0.

Una vez simuladas, las dos señales se suman para obtener la señal de salida y procesarla para calcular su fase mediante medida por tonos. El valor de la fase calculado aparece en el panel frontal como indicador numérico.

Todas las señales ( $P_{\text{referencia}}$ ,  $P_{\text{sensor}}$ ,  $P_{\text{salida}}$ ) están monitorizadas a través de gráficas en el panel de control. Además, se ha implementado un control de retardo en la estructura *while* que encierra toda la aplicación para poder visualizar correctamente las señales en el tiempo. Para seleccionar la fase de cada senoide hay en la interfaz de usuario dos controles Dial que van de 0 a  $180^\circ$  denominados *Desfase 1* para  $\Omega_1$  y *Desfase 2* para  $\Omega_2$ .

A continuación, se muestran en las figuras 4.6 y 4.7 el diagrama de bloques de la aplicación y la interfaz de usuario respectivamente:

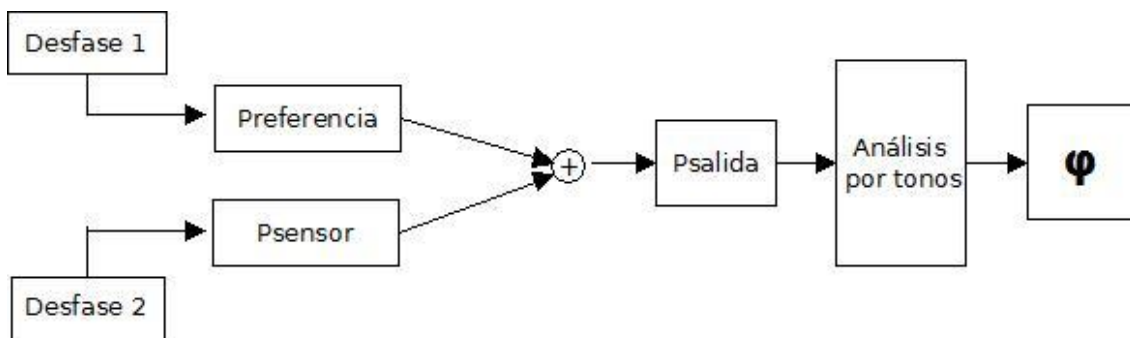


Figura 4.6.- Diagrama de bloques de la aplicación donde se muestra los módulos y conexiones necesarias para el cálculo de la fase.

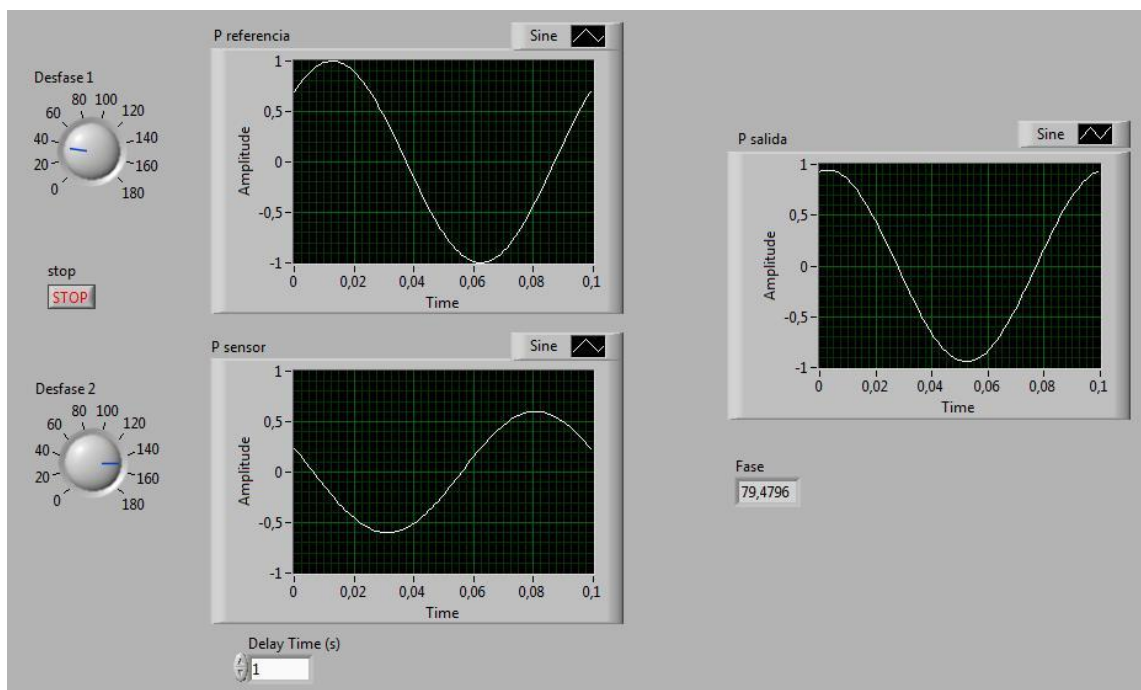


Figura 4.7.- Panel frontal de la aplicación para el cálculo de la fase que muestra los controles de la interfaz de usuario.

### Parámetro fase calculado a partir de señales del entorno real mediante adquisición de datos (aplicación: FASE(DAQ).vi):

Para adquirir las señales del entorno real se utiliza la tarjeta de adquisición de datos NI USB-6009. Las primeras pruebas se han realizado capturando señales sinusoidales de un generador de funciones. Ambas señales se conectan a los canales de entrada analógicos 1 y 2 de la DAQ.

En el diagrama de bloques de LabVIEW<sup>®</sup> se configura el asistente DAQ para la captura de las señales. Una vez obtenidos los datos con el asistente, se separan las señales de ambos canales con el selector de señales, obteniendo así  $P_{\text{referencia}}$  y  $P_{\text{sensor}}$ . Las señales separadas se filtran mediante un filtro paso alto con frecuencia de corte de 60 Hz para eliminar el posible ruido a baja frecuencia que se puede capturar junto con las señales. Después, se aplica un módulo de desfase a cada una de las señales. El desfase se introduce mediante los controladores del panel de control desfase 1 y desfase 2, en este caso, en radianes. Al igual que en el punto anterior, se suman ambas señales desfasadas y se realiza una medida por tonos a la señal  $P_{\text{salida}}$  para calcular el parámetro  $\phi$ .

En el panel de control se monitorizan todas las señales (datos capturados con la DAQ,  $P_{\text{referencia}}$ ,  $P_{\text{sensor}}$ ;  $P_{\text{referencia}}$  y  $P_{\text{sensor}}$  desfasadas y  $P_{\text{salida}}$ ) mediante gráficas. El valor de la fase aparece en un indicador numérico del panel de control.

A continuación, se muestran en las figuras 4.8 y 4.9 el diagrama de bloques de la aplicación y la interfaz de usuario respectivamente:

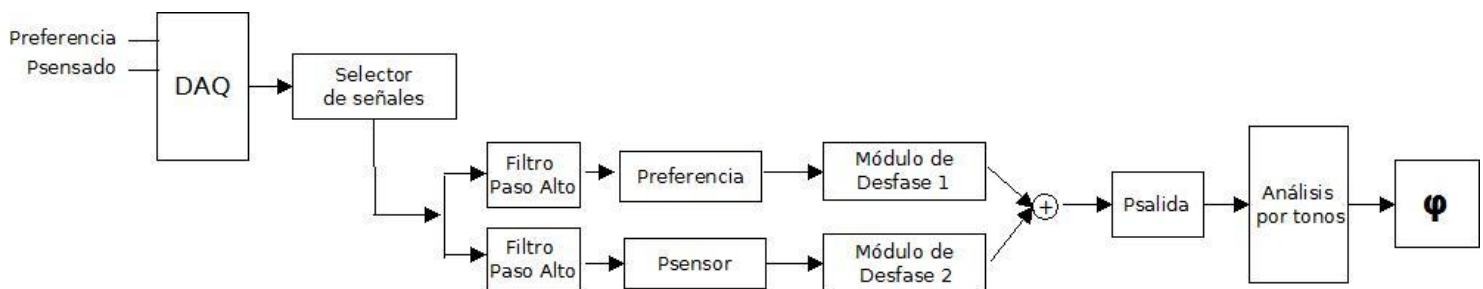


Figura 4.8.- Diagrama de bloques de la aplicación donde se muestran los módulos y conexiones necesarias para el cálculo de la fase mediante adquisición de datos.

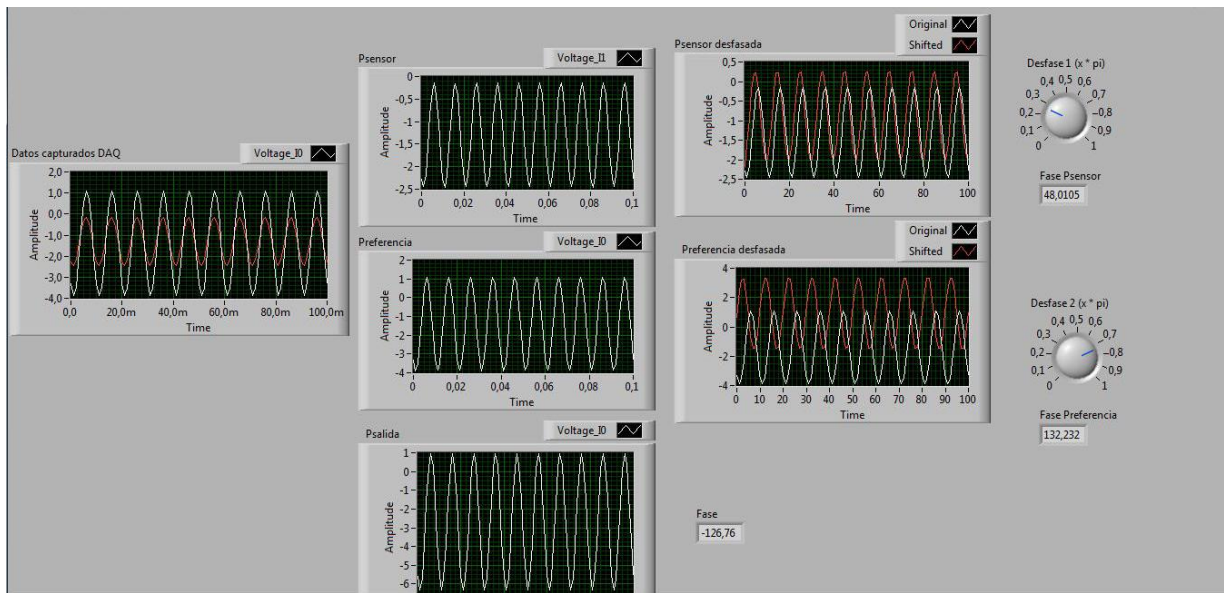


Figura 4.9.- Panel frontal de la aplicación para el cálculo del parámetro fase mediante adquisición de datos que muestra los controles de la interfaz de usuario.

#### 4.4.2 Cálculo del parámetro $R$

**Parámetro  $R$  calculado en entorno virtual** (aplicación: *PARÁMETRO  $R$ (simulación).vi*):

Al igual que en el cálculo de la fase, el primer paso consiste en la simulación de dos senos con distinta amplitud mediante la función de la paleta de LabVIEW<sup>®</sup> *Express»Signal Analysis»Simulate Signal*. El seno que simula la señal de referencia tiene 1V de amplitud y el que simula la señal de sensado, 0.6V. Ambas señales tienen 10.1 Hz de frecuencia y fase 0.

Una vez simuladas ambas señales, se suman para obtener la señal de salida y procesarla para calcular el parámetro  $R$ . El parámetro  $R$  es la relación entre la magnitud de la  $P_{salida}$  cuando el desfase de la  $P_{sensor}$  es cero y la magnitud de  $P_{salida}$  calculada con un desfase de  $P_{preferencia}$  igual a cero (ver Ec. 3.9). Por lo tanto, la aplicación consta de dos estructuras *while*, en la primera, el valor de  $\Omega_1$  se encuentra a 0 por defecto y el valor de  $\Omega_2$  se toma del valor seleccionado en el control Desfase 2 del panel de usuario y en la segunda, por el contrario, el valor de  $\Omega_2$  está por defecto a 0 y el valor de  $\Omega_1$  se toma del valor seleccionado en el control Desfase 1. Dentro de cada bucle *while* hay una estructura *case* que comprueba que los valores de los desfases son correctos para poder calcular la magnitud 1 y 2 respectivamente. Si es así, las señales se suman, obteniendo  $P_{salida}$  y se aplica un módulo de medida de amplitud y nivel para calcular la amplitud RMS de la señal de salida. En caso contrario, se enciende un LED en el panel de control indicando que el usuario debe introducir un valor de desfase.



Utilizando registros de desplazamiento se capturan los valores de las amplitudes 1 y 2 después de cada iteración de los bucles *while*, de manera que cuando el usuario detiene los bucles, el valor de las amplitudes se queda almacenado y se puede hacer su cociente para obtener el parámetro  $R$ .

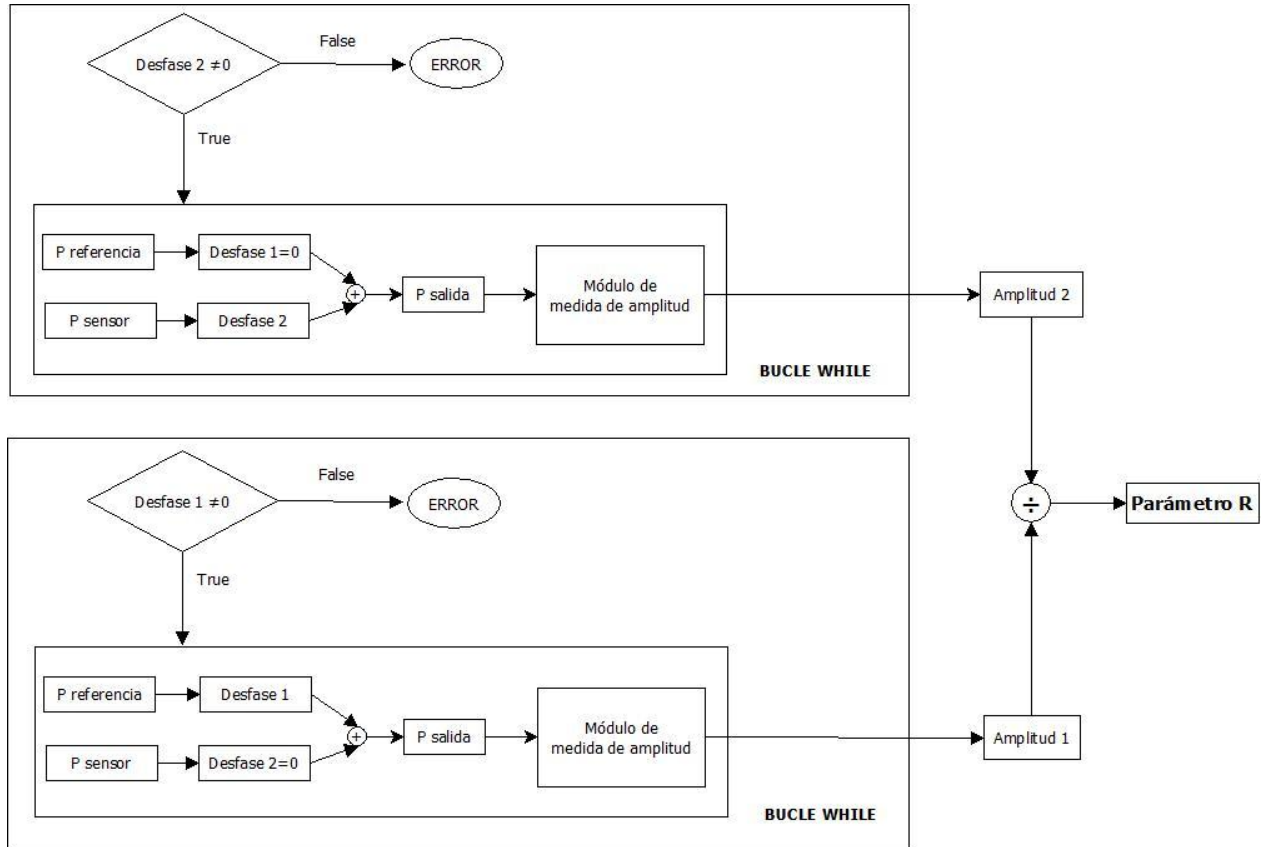


Figura 4.10.- Diagrama de bloques de la aplicación para el cálculo del parámetro de auto-referencia  $R$  en entorno virtual.

#### Parámetro $R$ calculado a partir de señales del entorno real mediante adquisición de datos (aplicación: *PARÁMETRO R(DAQ).vi*):

Al igual que en el caso del cálculo del parámetro fase, para adquirir las señales del entorno real se utiliza la tarjeta de adquisición de datos NI USB-6009. Se configura el asistente DAQ, se obtienen los datos y se separan las señales de entrada a los canales de la DAQ con un selector de señales, obteniendo así,  $P_{\text{referencia}}$  y  $P_{\text{sensor}}$ . Las señales separadas se filtran mediante un filtro paso alto a 60 Hz para eliminar el posible ruido de baja frecuencia que se puede capturar junto con las señales. Después se aplica también el módulo de desfase a cada señal. Los desfases se introducen mediante los controladores del panel de control desfase 1 y desfase 2, en este caso, en radianes. A partir de este punto, una vez adquiridas y separadas las señales, el

procedimiento para el cálculo del parámetro  $R$  es el mismo que en el caso anterior. Ver diagrama de bloques en la figura 4.11.

En el panel de control se monitorizan todas las señales (datos capturados con la DAQ,  $P_{\text{referencia}}$ ,  $P_{\text{sensor}}$ ;  $P_{\text{referencia}}$  y  $P_{\text{sensor}}$  desfasadas y  $P_{\text{salida}}$ ) mediante gráficas. El valor de  $R$  aparece en un indicador numérico del panel de usuario.

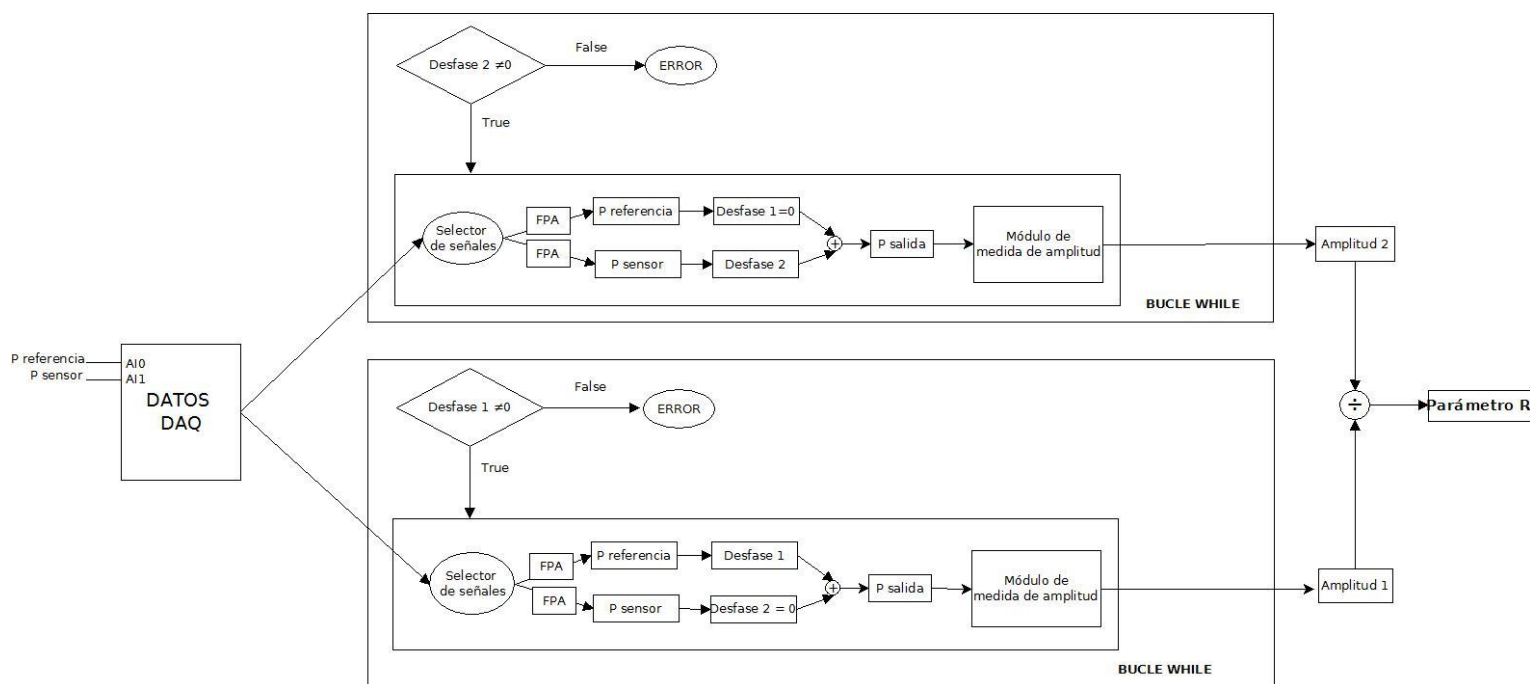


Figura 4.11.- Diagrama de bloques de la aplicación para el cálculo del parámetro de auto-referencia  $R$  en entorno real con adquisición de datos.

## 4.5 Datos experimentales de laboratorio

Se han realizado diversas pruebas de laboratorio para comprobar la funcionalidad de la aplicación utilizando las señales de salida de un generador de funciones capturadas a través de la tarjeta de adquisición de datos.

El montaje de laboratorio mostrado en la Fig. 4.12 se compone de un generador de funciones, un montaje sencillo con dos resistencias en serie para obtener dos señales de diferente amplitud (la señal de referencia y la señal del sensor), una tarjeta de adquisición de datos NI USB-6009 y un PC con software LabVIEW®.



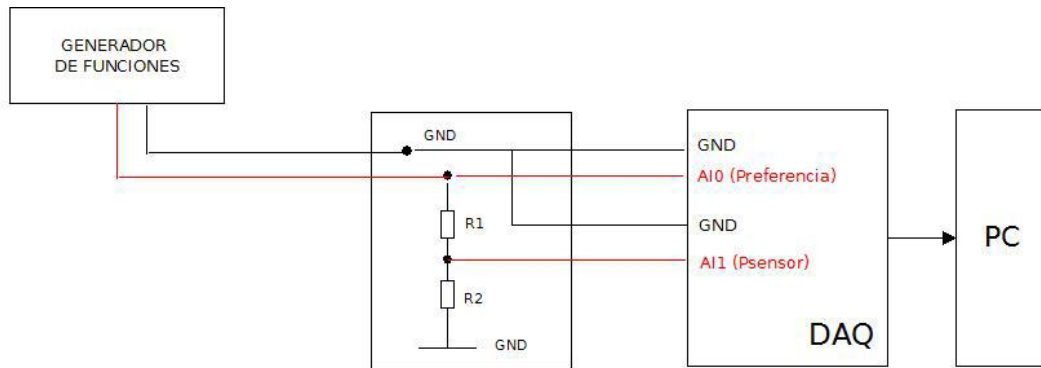


Figura 4.12.- Montaje de laboratorio para la captura de las señales de referencia y de sensado generadas por el generador de funciones.

Las medidas se han realizado con diferentes valores de amplitud de las señales de referencia y sensado y diferentes desfases. A continuación, en la Tabla 4.1 se muestra la tabla con los resultados obtenidos en cada caso.

Amplitud señales de entrada		Medida 1		Medida 2		Medida 3	
P <sub>ref</sub> : 1 V <sub>pp</sub> P <sub>sen</sub> : 0.5 V <sub>pp</sub>	Desfases	Ω <sub>1</sub> = 19.66°	Ω <sub>2</sub> = 163.87°	Ω <sub>1</sub> = 108.21°	Ω <sub>2</sub> = 135.28°	Ω <sub>1</sub> = 73.05°	Ω <sub>2</sub> =175.79°
	R	3.09		1.49		2.49	
	ϕ	178.10°		-1.29°		48.55°	
P <sub>ref</sub> : 5 V <sub>pp</sub> P <sub>sen</sub> : 2.5 V <sub>pp</sub>							
	R	2.86		1.06		2.20	
	ϕ	-67.65°		16.42°		110.38°	
P <sub>ref</sub> : 100 mV <sub>pp</sub> P <sub>sen</sub> : 50 mV <sub>pp</sub>							
	R	1.27		1.54		1.24	
	ϕ	-74.09°		137.80°		-14.88°	
P <sub>ref</sub> : 500 mV <sub>pp</sub> P <sub>sen</sub> : 250 mV <sub>pp</sub>							
	R	3.81		2.04		2.86	
	ϕ	-107.60°		-56°		-101.22°	

Tabla 4.1- Resultados experimentales de los parámetros  $R$  y  $\phi$  obtenidos para  $f = 10\text{Hz}$ , cualquier tiempo  $t$  y diferentes valores de amplitud de señales de entrada.

# Capítulo 5.

## MONTAJE EXPERIMENTAL DE LA CONFIGURACIÓN ELECTRO-ÓPTICA

En el presente capítulo se describe el montaje experimental de la configuración electro-óptica con auto-referencia para la interrogación remota de sensores ópticos de intensidad. En primer lugar, aparece una descripción general de los equipos que componen el esquema electro-óptico. Después se indican los modelos utilizados en el laboratorio y sus especificaciones generales además de la caracterización de cada uno de ellos. En el último epígrafe, se muestran las señales en cada punto del esquema para poder visualizarlas en su recorrido por el sistema tanto en transmisión como en recepción.

### 5.1. Descripción de los equipos que componen el esquema electro-óptico

A continuación, se describen los elementos que componen el esquema óptico y que aparecen en la Figura 3.1 (a): fuente óptica BLS de amplio espectro, modulador óptico de intensidad, circulador óptico, redes de Bragg, atenuador óptico variable (VOA), multiplexor/demultiplexor CWMD y fotodetectores.

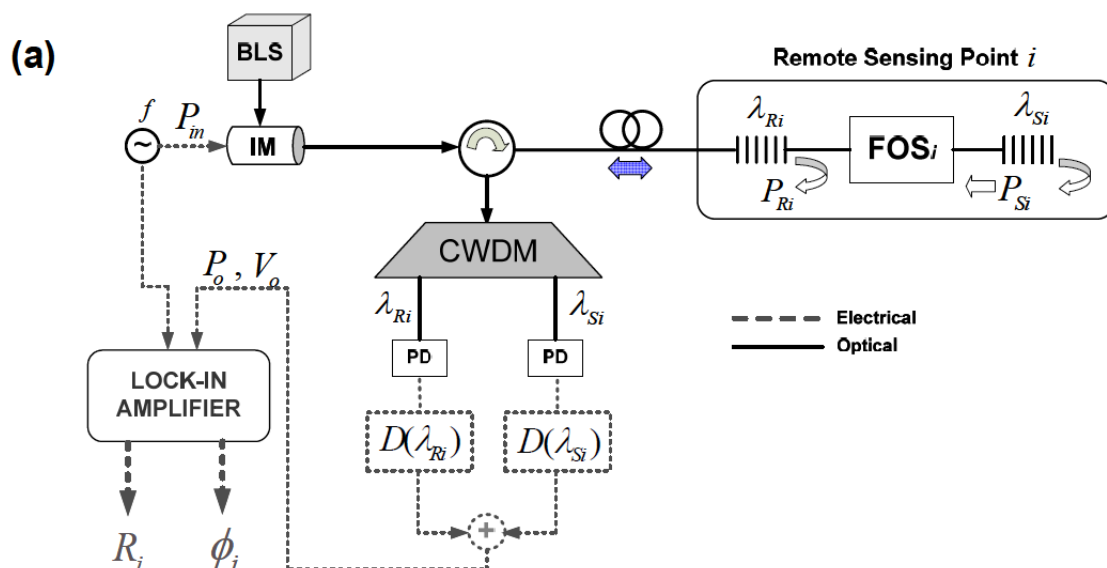


Figura 3.1.- (a) Configuración electro-óptica. BLS: fuente de luz de amplio espectro; IM: modulador de intensidad óptica; FOS: sensor de fibra óptica; PD: fotodetector; CWDM: Coarse Wavelength Division Multiplexing.

### **Fuente óptica de amplio espectro BLS.**

Una fuente óptica de amplio espectro (BLS, Broadband Light Source) es una fuente de luz de banda ancha, capaz de emitir luz en un rango espectral de cientos de nm. Existen diferentes tecnologías de fabricación, la mayoría basadas en el empleo de Diodos Superluminiscentes (SLD, SuperLuminescent Diodes). Este tipo de fuentes ópticas suelen emplearse en aplicaciones típicas como el análisis espectral de materiales, la fabricación y testeo de componentes WDM, en sistemas de telecomunicaciones y datos y, últimamente en aplicaciones de tomografía óptica coherente.

### **Modulador de intensidad**

En comunicaciones ópticas, la modulación de intensidad (IM, *Intensity Modulation*) es una forma de modulación en la que se varía la potencia óptica de salida de una fuente de acuerdo con algunas características de la señal de modulación. El modulador empleado en este trabajo es un modulador acusto-óptico. Su funcionamiento está basado en la interacción entre las ondas luminosas y las acústicas, permitiendo modular y controlar la luz mediante vibraciones mecánicas a una frecuencia determinada. Cuando la luz atraviesa un medio transparente sometido a vibraciones mecánicas, la modulación luminosa se produce por las variaciones del índice de refracción a causa de las variaciones de presión en el medio sobre el que se propaga.

### **Circulador óptico**

Un circulador óptico es un componente que puede ser usado para separar señales ópticas que viajan en direcciones opuestas en una fibra óptica. Es un dispositivo que consta normalmente de tres puertos (pero puede tener hasta 6) diseñados de tal manera que la luz que entra en cualquier puerto sale por el siguiente. Esto significa que si la luz entra al puerto 1, sale por el puerto 2, pero si la luz emitida es reflejada de vuelta al circulador entrando por el puerto 2, no sale por el puerto 1, por el 3. Los circuladores ópticos pueden ser usados para conseguir transmisión bidireccional a lo largo de una sola fibra. Debido a su aislamiento de las potencias ópticas de entrada y reflejada y su baja pérdida de inserción, los circuladores ópticos son ampliamente utilizados en sistemas de comunicación avanzados y aplicaciones de sensores de fibra óptica. Al ser no recíprocos, los cambios en las propiedades de la luz que atraviesa el dispositivo no se invierten cuando la luz pasa en la dirección opuesta.

Los circuladores ópticos pueden ser usados para enviar una señal óptica en dos sentidos diferentes en una misma fibra como se muestra en la Fig. 5.1 Dos circuladores

se sitúan a ambos extremos de la fibra, cada uno añade una señal en una dirección mientras que elimina la señal en la otra [7].

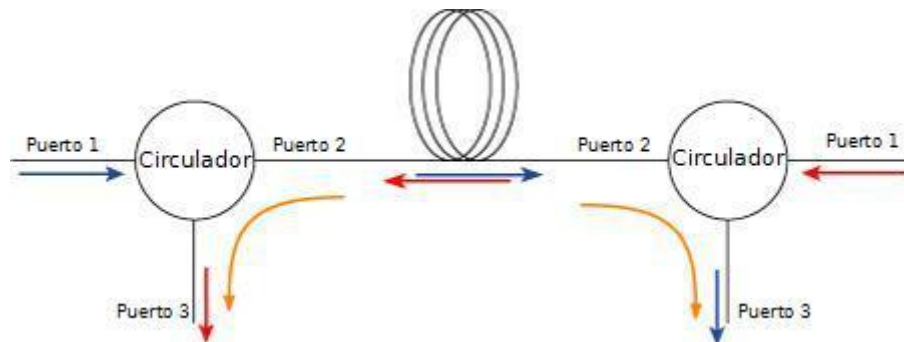


Fig. 5.1.- Dos circuladores ópticos usados para enviar una señal óptica en dos sentidos diferentes a lo largo de una misma fibra.

### **Redes de Bragg, FBG (Fiber Bragg Grating)**

Las redes de Bragg son componentes pasivos basados en las propiedades de difracción en estructuras periódicas y las propiedades de guiado en las guías de onda ópticas. Su función consiste en reflejar la potencia óptica dentro de una banda específica con una longitud de onda central denominada  $\lambda_c$ , dejando que el resto del espectro se propague en la dirección de transmisión. Esto se consigue mediante la creación de una variación periódica en el índice de refracción del núcleo de la fibra, lo que genera un espejo dieléctrico de longitud de onda específica. Se caracterizan por la longitud de onda central  $\lambda_c$ , en la que la potencia óptica reflejada es máxima, y por la relación entre las potencias reflejada e incidente, denominada reflectividad.

Por tanto, las FBGs pueden ser utilizadas como filtro óptico en línea para bloquear determinadas longitudes de onda o como reflector de longitudes de onda específicas. En el caso que se está describiendo, se utilizan como reflectores de longitudes de onda específicas que permiten obtener medidas con auto-referencia sobre sensores ópticos de intensidad generando tanto el canal de referencia (que opera a una determinada longitud de onda), como el canal de sensado, operando a una longitud de onda diferente. Asimismo, y en combinación con la topología propuesta, en la cual se utiliza una red de Bragg colocada tras el sensor óptico de la cabeza sensora, se permite incrementar la sensibilidad intrínseca del transductor óptico de intensidad puesto que la luz del canal de sensado lo atraviesa en dos ocasiones, una por cada sentido de propagación de la misma. Además, el empleo de FBGs permite desarrollar técnicas de multiplexado de sensores en longitud de onda (WDM).

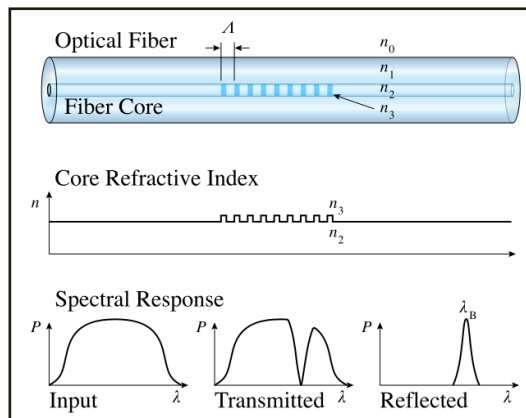


Figura 5.2.- Estructura FBG con índice de refracción y respuesta en frecuencia [8].

### Sensor de Fibra óptica.

Existen multitud de sensores basados en fibra óptica, pudiéndose clasificar éstos de diferentes formas según algunas de sus propiedades como se explicó en el capítulo 2. En el presente trabajo el sensor utilizado es un sensor de fibra óptica basado en intensidad, en el cual la potencia óptica varía en función del estado de dicho sensor. La respuesta de este sensor se emulará mediante un Atenuador óptico variable (VOA, *Variable Optical Attenuator*). Los atenuadores ópticos se utilizan en las redes de telecomunicación óptica para reducir la potencia cuando una señal óptica llega al receptor con un nivel excesivo de potencia, mayor que el nivel permitido. El atenuador óptico variable (VOA) se utiliza para permitir el control dinámico de los niveles de potencia óptica a lo largo de una red y, de esta forma, producir una señal óptica de salida con diversas intensidades atenuación. Al contrario de los atenuadores fijos, los atenuadores variables (VOA) tienen la capacidad de atenuar una señal óptica por una cantidad variable de atenuación. Se forman comúnmente por una estructura de bloqueo entre una guía de onda de la entrada y una guía de onda de la salida.

### Multiplexor/Demultiplexor CWMD (*Coarse Wavelength Division Multiplexing*)

En electrónica, el multiplexor se utiliza como dispositivo que puede recibir varias entradas y transmitir las por un medio de transmisión compartido. Para ello, divide el medio de transmisión en múltiples canales. De esta forma, varios nodos pueden comunicarse al mismo tiempo. Una señal que está multiplexada debe demultiplexarse en el otro extremo. El demultiplexor es el dispositivo que recibe una señal compleja multiplexada a través de un medio de transmisión compartido y separa las distintas señales integrantes de la misma encaminándolas a las salidas correspondientes.

Los MUX/DEMUX CWMD son multiplexores/demultiplexores que utilizan la técnica WDM.

*Wavelength Division Multiplexing* (WDM) es una técnica que utiliza una propiedad especial de fibra óptica. Esta propiedad permite la combinación de varias señales ópticas de diferente longitud de onda en una sola fibra. Cada señal es asignada a una longitud de onda de la señal óptica diferente. Si esa longitud de onda no afecta a otra, las señales no interfieren.

Los equipos WDM realizan dos funciones. Una es el filtrado de la luz, garantizando el uso de las longitudes de onda deseadas. La segunda, es la función de multiplexar o demultiplexar varias longitudes de onda, las cuales son usadas en un único enlace de fibra. En la operación de multiplexado, las múltiples bandas de longitud de onda se combinan en una única fibra. En la operación de demultiplexado, las bandas de una única fibra se separan. En los equipos comerciales de comunicaciones, las longitudes de onda que se utilizan están definidas por la *International Telecommunications Union* en la especificación ITU G.694.2.

### **Fotodetector**

Un fotodetector es un transductor de luz que proporciona una corriente eléctrica como respuesta a la potencia óptica que incide sobre la superficie sensora.

En los sistemas de comunicación por fibra óptica se utilizan fundamentalmente dos tipos de detectores de luz en el extremo receptor, el PIN y APD, comentados más adelante. Estos dos tipos de detectores son fotodiodos. La débil señal óptica que llega al final de la fibra se convierte en señal eléctrica, antes de que continúe su paso por etapas de amplificación, demodulación, etc.; o en este caso, captura con la tarjeta de adquisición de datos. Un detector de luz es, por lo tanto, el primer elemento de la cadena de dispositivos que conforman el equipo receptor.

Los fotodetectores están fabricados con semiconductores de estado sólido, que en base a la teoría de las uniones P-N generan un flujo de corriente cuando captan un fotón. Su grado de respuesta depende de los materiales empleados y de la longitud de onda de trabajo. Entre otros parámetros de operación, es deseable que los fotodiodos sean altamente eficientes, que tengan un bajo nivel de ruido, un amplio ancho de banda (es decir, que respondan de manera uniforme y rápida en todas las longitudes de onda de la señal) y que sean poco sensibles a las variaciones de temperatura. La eficiencia de un fotodiodo está relacionada con su responsividad, es decir, la cantidad de electrones que es capaz de generar en relación con los fotones recibidos. Dicho de otra forma, es la corriente eléctrica que entrega a la salida en relación con la potencia óptica de entrada.

Existen dos tipos de fotodiodos que se emplean en la actualidad: el fotodetector PIN y el ADP (fotodiodo de avalancha). La responsividad del ADP es mayor que la del PIN, pero es más sensible a los campos de temperatura y, además, es

más caro. El detector PIN se usa más comúnmente en enlaces de corta distancia y el ADP es muy útil en transmisiones de larga distancia, donde la señal óptica de llegada es muy débil y se requiere alta responsividad. Por lo que se refiere a la velocidad de respuesta, ambos fotodiodos pueden trabajar actualmente a velocidades muy altas de transmisión digital.

## 5.2 Caracterización de equipos

El montaje óptico realizado en el laboratorio se corresponde con el esquema de la Figura 3.1 (a). Una vez finalizado el montaje completo y comprobado su correcto funcionamiento, se ha procedido a caracterizar los equipos y elementos que lo componen.

Con la finalidad de evitar el efecto de modulación en la señal óptica y para poder observar las señales en transmisión y recepción de forma clara se han caracterizado los equipos sin utilizar el modulador acusto-óptico que va conectado entre la fuente BLS y el circulador óptico.

### Fuente óptica BLS

La fuente óptica utilizada en el laboratorio es el modelo *Multi SDL-Source Fibro lux* de la marca Fibotec. Esta fuente emite en un rango de 1250 a 1650 nm.

La señal que obtenida a su salida se muestra en la Fig.5.3.

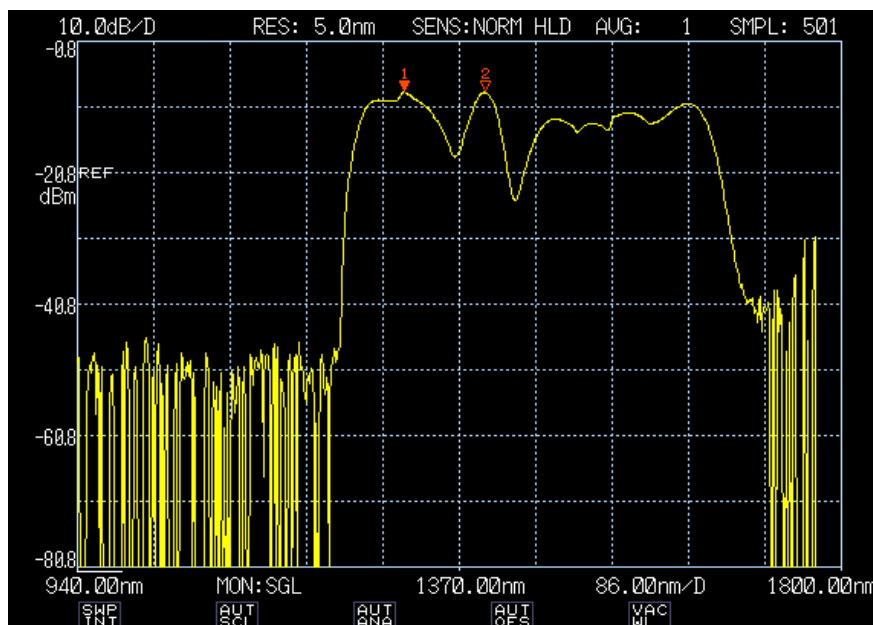


Figura 5.3.- Señal que emite la fuente óptica de amplio espectro BLS obtenida con el analizador de espectros ópticos.

Se puede observar un nivel de ruido de -50dBm aproximadamente y un nivel máximo de señal de -8.54 dBm a 1400nm. En la banda de interés donde va a operar el sensor óptico (bandas C+L de comunicaciones) presenta un nivel de potencia óptica en torno a -12dBm.

### Modulador de intensidad

Tanto el modulador como el driver acusto-óptico utilizado en el laboratorio son de la marca *BRIMROSE*®. Las Figs.5.4 y 5.5 muestran las fotografías del modulador/driver y la característica espectral y eléctrica del mismo.



Figura 5.4.- Modulador de intensidad y driver acusto-óptico *BIMROSE*®.

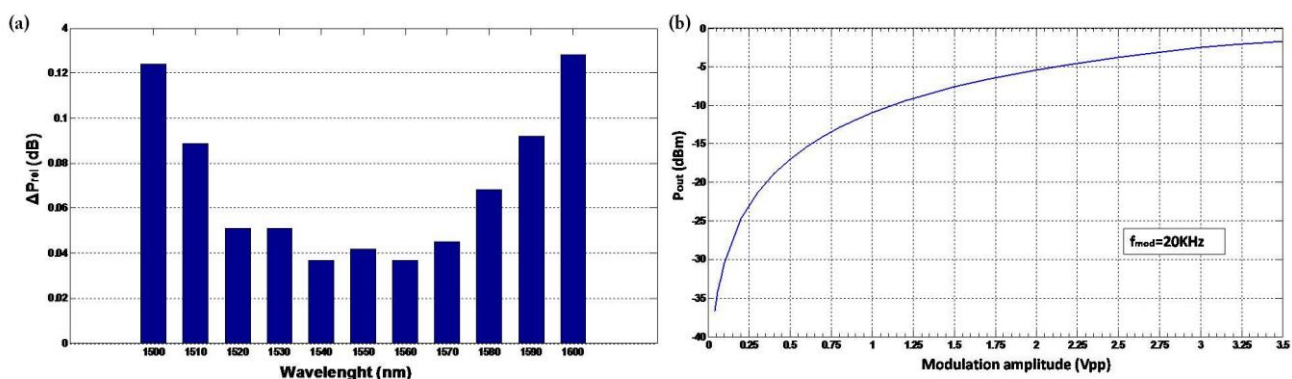


Fig. 5.5. (a) Característica espectral del modulador acusto-óptico. (b) Potencia óptica de salida en función de la amplitud de modulación introducida.

Para la realización del montaje con el modulador, se introduce a la entrada del driver la señal de modulación, en este caso, una señal sinusoidal de  $3V_{pp}$  y 1KHz de frecuencia generada por el generador de funciones. Tanto la salida del driver como la fuente BLS se conectan al modulador, obteniendo a su salida la señal mostrada en la Fig.5.6.



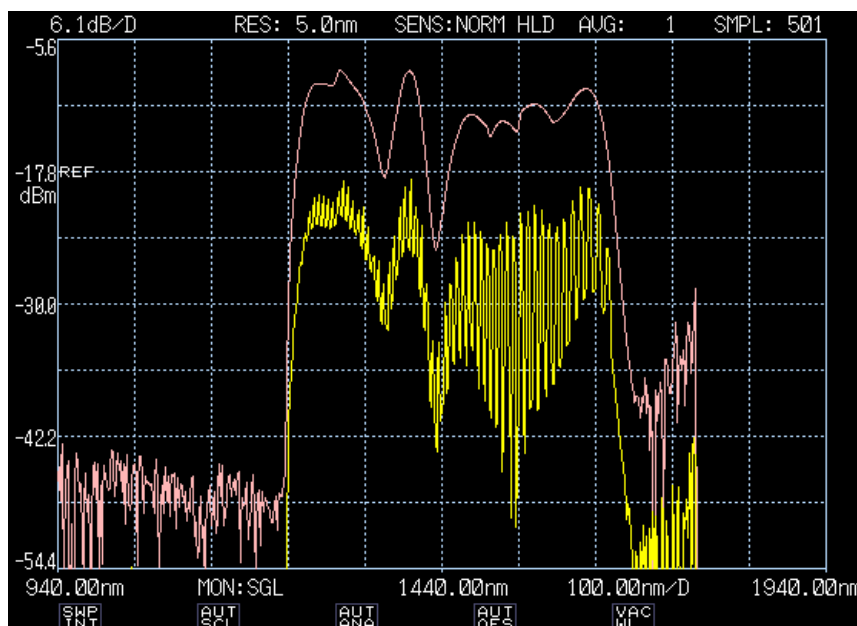


Figura 5.6.- En esta gráfica obtenida con el analizador de espectros ópticos se observa la señal de salida de la fuente BLS en rosa y el efecto de modulación de la misma al introducir el modulador de intensidad en el sistema y aplicar una señal sinusoidal de modulación (en amarillo).

Como se ha comentado al inicio de este epígrafe, se han caracterizado los equipos sin usar el modulador de intensidad para evitar el efecto de modulación de las señales que impide visualizarlas con claridad.

### Circulador óptico

El circulador óptico utilizado en el laboratorio es el modelo CIR-3-155-P-09-1-FC/ APC de Optilink. Dispone de tres puertos, tiene un rango de longitud de onda de 1505 nm a 1575 nm y unas pérdidas de inserción de 0.52 dB.

La señal de salida del puerto 2 del circulador óptico se ha monitorizado con el analizador de espectro óptico y se ha comparado con la señal de salida de la fuente BLS para poder observar las pérdidas reales por conectores, fibra y la propia inserción del circulador.

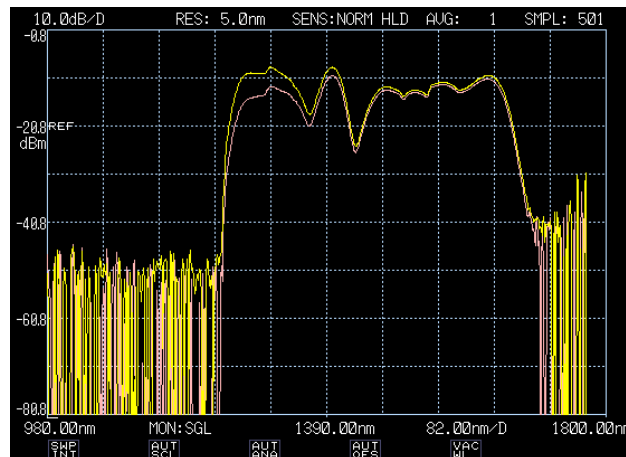
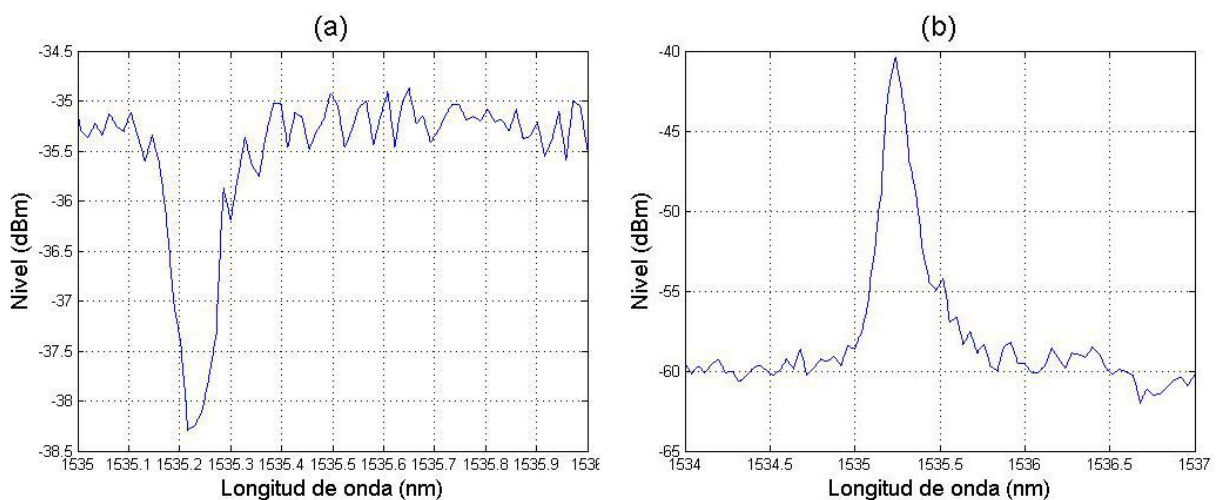


Figura 5.7.- Señal de salida del puerto 2 del circulador en rosa, comparada con la salida de la fuente BLS en amarillo.

En la Fig.5.7 se observan atenuaciones de 5 dB como máximo en torno a 1300nm que, al no pertenecer al rango de longitudes de onda de trabajo del circulador no son relevantes. En el rango de longitudes de onda en el que trabaja el circulador (1505-1575 nm) hay leves pérdidas de unos 0.7 dB debidas a la inserción del circulador en el sistema.

### Redes de Bragg, FBG (Fiber Bragg Grating)

En el laboratorio se han usado dos redes de Bragg, una conectada a la entrada del sensor y otra a la salida del mismo. Por lo tanto, la primera reflejará la potencia óptica correspondiente con la señal de referencia y la segunda, con la señal de sensado. La primera de ellas, tiene una longitud de onda central de 1535 nm y la segunda, de 1550 nm. A continuación, se muestran los espectros de ambas redes en transmisión y recepción.



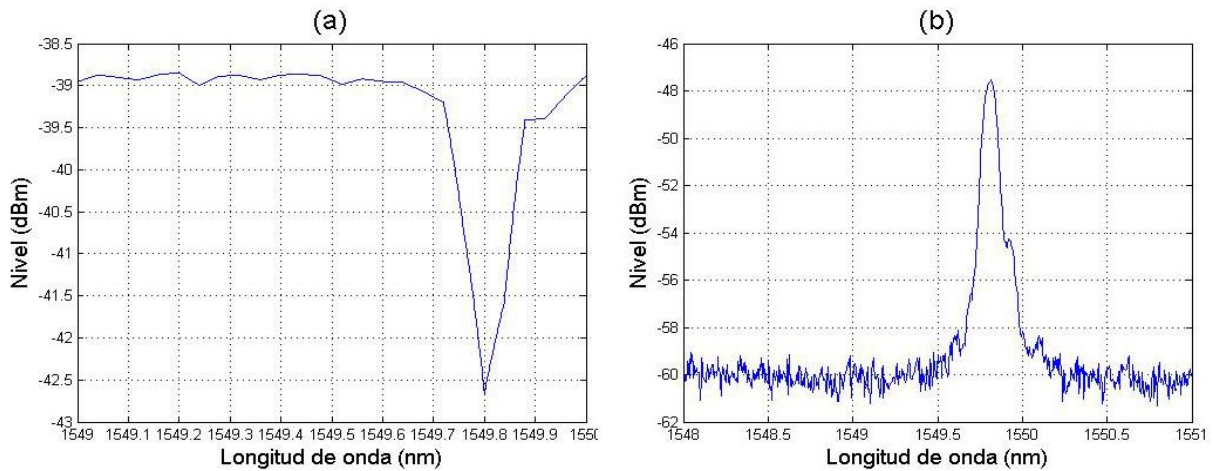


Figura 5.8.- Espectros de caracterización de las redes de Bragg en operación de transmisión (a) y de reflexión (b) a 1535 y 1550 nm respectivamente.

Los valores de reflectividad (la relación de la potencia reflejada con respecto a la incidente) obtenidos para ambas redes de Bragg son del 24% para la primera red y del 43% para la segunda.

#### Atenuador óptico variable (VOA)

El atenuador óptico variable utilizado en el laboratorio trabaja a 1550 nm hasta un nivel de 35 dB. Para la calibración del VOA se ha utilizado una fuente óptica a 1550 nm, seleccionando una potencia óptica de salida de 7 dBm (5.012 mW). Esta potencia de salida se ve reducida a 6.055 dBm debido a las pérdidas que introducen al sistema los conectores y la fibra de conexión y a 4.08 dBm por la conexión con el VOA. A continuación, se puede observar en la Fig.5.9 la curva de calibración del VOA respecto al número de vueltas de menor a mayor. Las curvas representan el punto de trabajo del atenuador óptico variable.

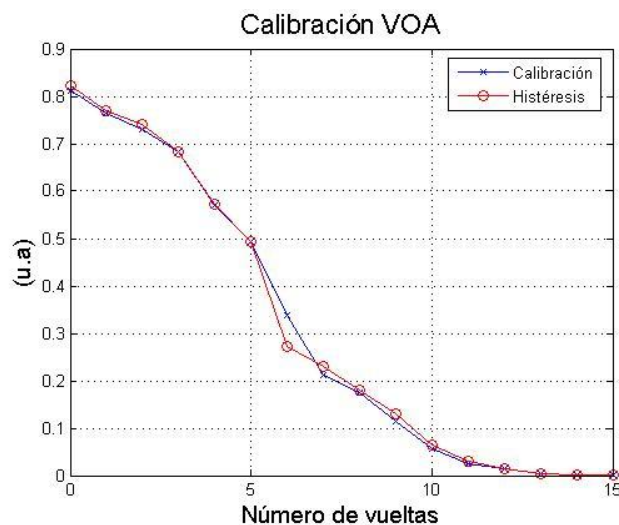


Figura 5.9.- Curvas de calibración e histéresis del Atenuador óptico variable.

### **Multiplexor/Demultiplexor CWDM (Coarse Wavelength Division Multiplexing)**

El modelo de multiplexor utilizado es CWDM-20-4-1510-09-1-FC/APC-10;  
Número de serie: 0511002, del fabricante Accelink.

En su curva de caracterización, mostrada en la Fig.5.10, se puede observar que el multiplexor CWDM actúa como un tren de filtros paso banda de respuesta plana para multiplexar las señales o las partes de la señal de entrada centradas en 1510, 1530, 1550 y 1570 nm. Cada filtro tiene una anchura espectral de 20 nm. En nuestro caso, se utilizarán únicamente las salidas de los filtros centrados en 1530 y 1550 nm, cuyas bandas de paso se corresponden con las longitudes de onda reflejadas por ambas redes de Bragg.

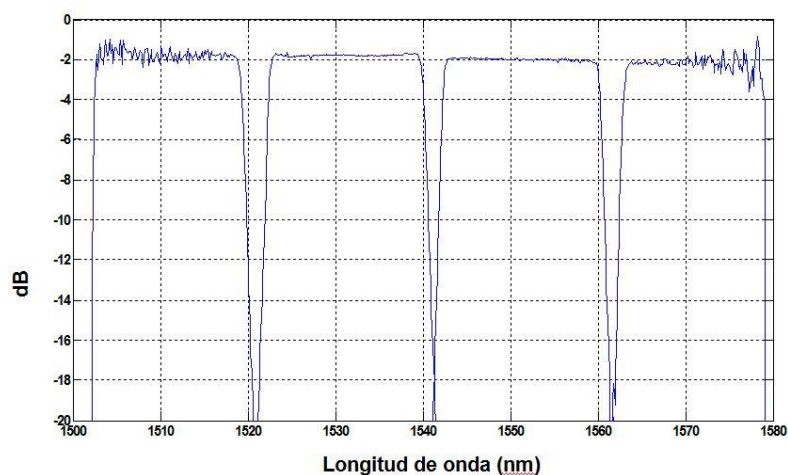


Figura 5.10.- Curva de caracterización del multiplexor CWDM.

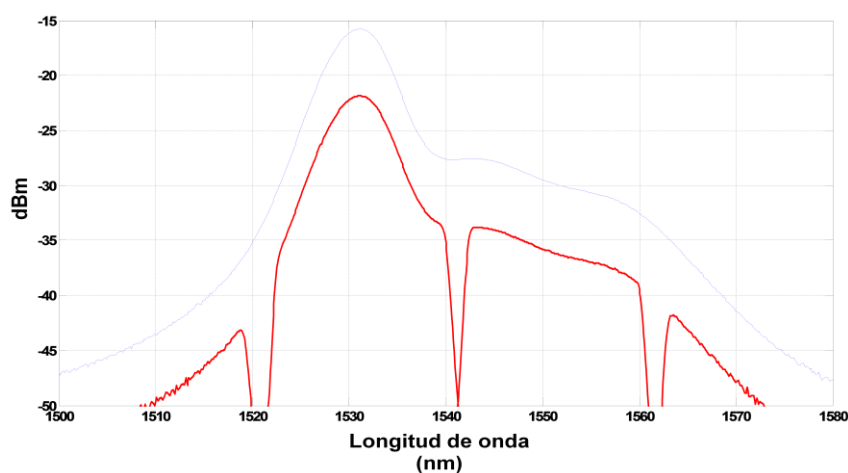


Figura 5.11.- Efecto del multiplexor. La curva azul representa la señal de entrada al multiplexor y la roja, la de salida.

## Fotodetector

En el montaje electro-óptico se han usado dos fotodetectores, cada uno de ellos para obtener la señal eléctrica a partir de la señal óptica a 1535 nm y 1550 nm respectivamente. El modelo utilizado en el laboratorio es el PDA 10CS-EC *InGaAs* amplified detector de Thorlabs Inc. mostrado en la Figura 5.12.



Figura 5.12.- Fotodetector PDA 10CS-EC *InGaAs* de Thorlabs Inc.

Este tipo de fotodetector tiene un rango de longitud de onda de 700 a 1800 nm, suficiente para poder detectar las señales ópticas del sistema a 1535 nm y 1550 nm. Puede aportar un voltaje a la salida de 0 a 10 V y dispone de un selector de ganancia que va de 0 a 70 dB. El fotodetector PDA 10CS-EC es de tipo PIN, usado comúnmente para enlaces de corta distancia. El propósito experimental del proyecto no requiere una alta responsividad por lo que el uso del fotodetector tipo PIN es más adecuado que el ADP ya que es menos sensible a cambios de temperatura y más barato. A continuación se muestra el espectro de responsividad del fotodetector que indica la corriente eléctrica que es capaz de generar a la salida en relación con la potencia óptica de entrada.

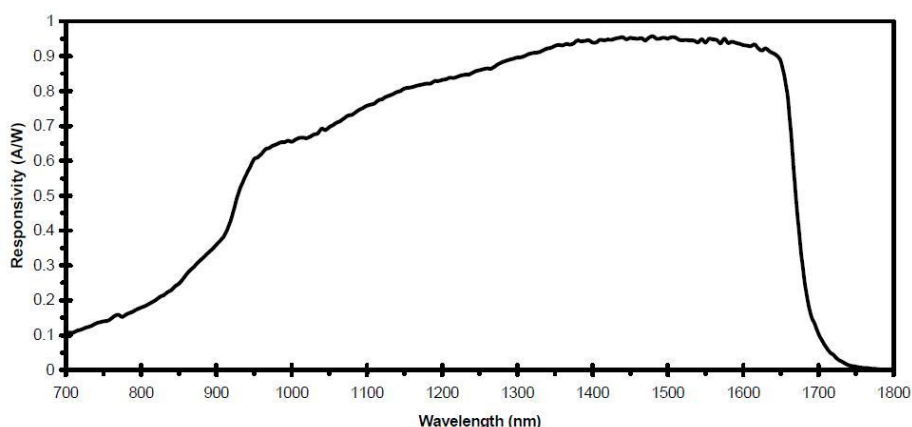


Figura 5.13.- Espectro de la responsividad del fotodetector PDA10CS.

Se puede observar que, a las longitudes de onda de interés (1535nm y 1550 nm), el fotodetector tiene una responsividad de casi la unidad, es decir, es capaz de

convertir en señal eléctrica prácticamente toda la potencia óptica que recibe. (Ver anexo A5.2).

### Equipos para la monitorización de señales y generación de funciones

El generador de funciones usado en el laboratorio para generar la señal de modulación es el modelo TG320 de *Thurlby Thandar Instruments Ltd*. Puede generar variedad de formas de onda con un rango de frecuencias de 0.03 Hz a 3MHz. Proporciona una salida principal de 20V<sub>pp</sub> de una fuente de 50Ω o 600Ω. Además, dispone de un calibrador de amplitud con un rango de 20dB que se puede combinar con dos atenuadores conmutados de -40 dB y -20 dB para proporcionar niveles de hasta 2mV<sub>pp</sub>. (Ver anexo A5.3)



Figura 5.14.- Generador de señales TG320 de *Thurlby Thandar Instruments Ltd*.

Para monitorizar las señales ópticas se ha utilizado un analizador de espectro óptico del fabricante *Yokogawa Electric Corporation*, modelo AQ6315a. (Ver anexo A5.4).



Figura 5.15.- Analizador de espectro óptico AQ6315a de *Yokogawa Electric Corporation*.

Por otro lado, se ha utilizado un osciloscopio modelo TDS-3052 de *Tektronix Inc.* para la monitorización de las señales eléctricas en recepción. Proporciona un ancho de banda de 500MHz, tiene una frecuencia de muestreo de hasta 5GS/s y dispone de dos canales. (Ver anexo A5.5).



Figura 5.16.- Osciloscopio TDS-3052 de Tektronix, Inc.

### 5.3. Monitorización de señales durante su recorrido por el montaje electro-óptico

En el presente epígrafe se mostrará el camino que sigue la señal a través del montaje electro-óptico desde su emisión en la fuente óptica de intensidad hasta la etapa de recepción donde se obtienen las señales eléctricas de referencia y de sensado. Los puntos de monitorización de señales se muestran en la Fig.5.17. Las señales en transmisión corresponden con las monitorizadas del punto 1 al 5 y las señales en reflexión, del punto 6 al 9.

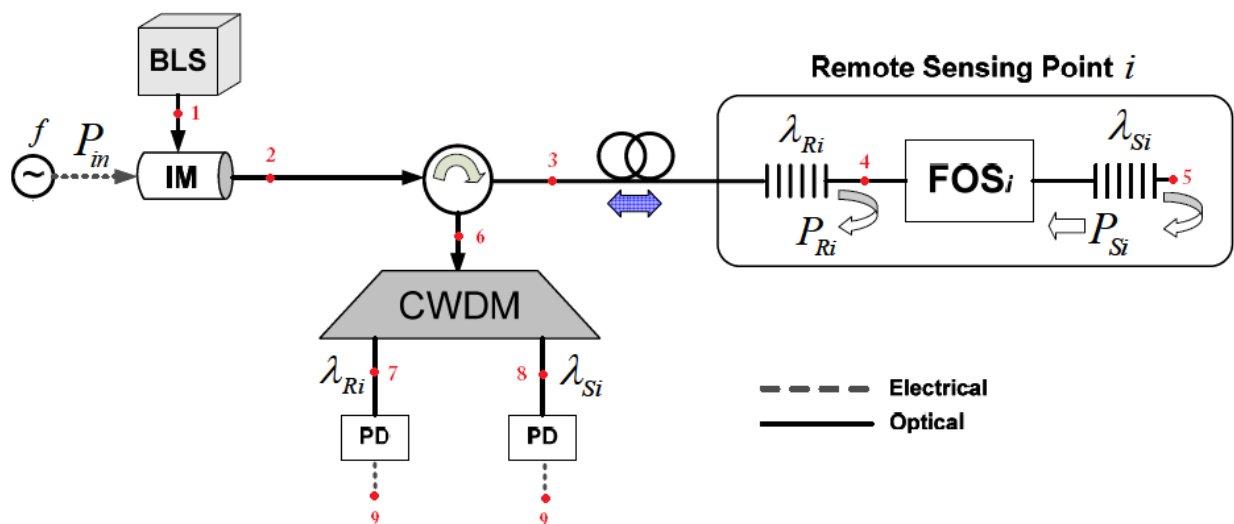


Figura 5.17.- Puntos de monitorización de señales en el sistema.

#### Señales en transmisión

1. Salida de la fuente óptica de amplio espectro BLS.

La salida de la fuente óptica de amplio espectro es la que se mostró anteriormente en la Fig.5.3 Se puede observar un nivel máximo de -8.56 dBm y se comprueba que emite en una banda de 1250 nm a 1650 nm.



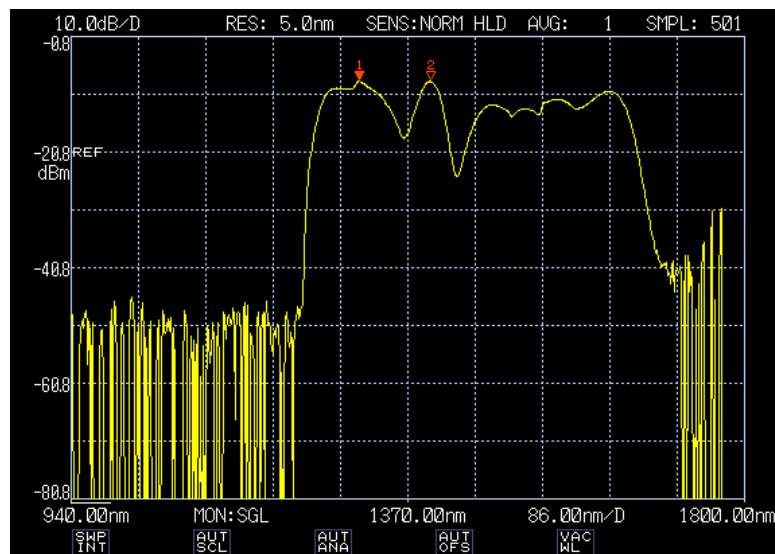


Figura 5.3.- Señal que emite la fuente óptica de amplio espectro BLS observada con el analizador de espectros ópticos.

## 2. Salida del modulador de intensidad.

A la salida del modulador de intensidad se puede observar la señal de salida de la fuente óptica (Fig.5.3) modulada con una senoide de  $3V_{pp}$  y 1 KHz de frecuencia.

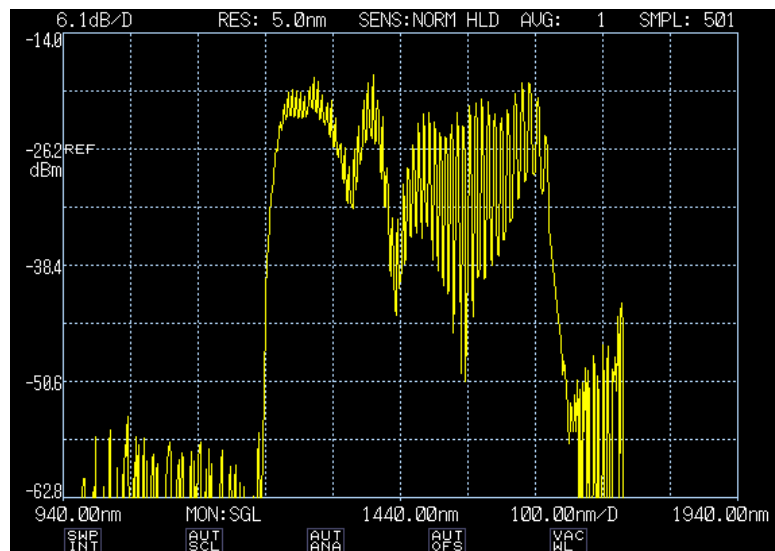


Figura 5.18.- Salida del modulador de intensidad.

## 3. Salida del puerto 2 del circulador óptico.

En el puerto 2 del circulador óptico obtenemos la señal ligeramente atenuada debido a las pérdidas de inserción del circulador.



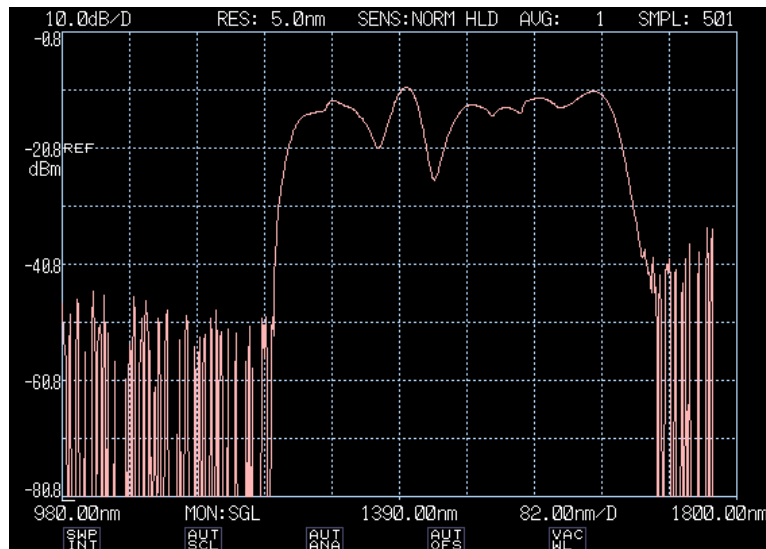


Figura 5.19.- Salida del puerto 2 del circulador óptico.

#### 4. Salida de la primera red de Bragg (canal de referencia).

A la salida de la primera red de Bragg se comprueba que la señal en transmisión presenta un mínimo a 1535 nm aproximadamente como muestra la gráfica de caracterización de esta red (ver Figura 5.8 (a)).

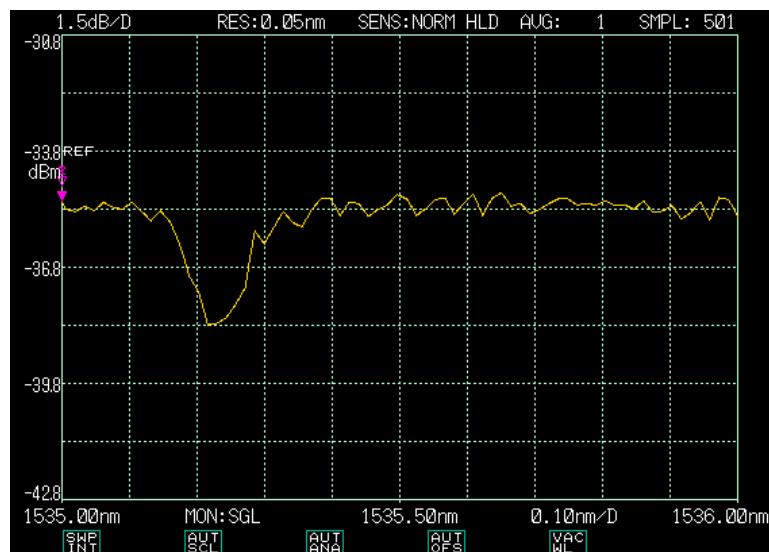


Figura 5.20.- Salida de la primera red de Bragg.

#### 5. Salida de la segunda red de Bragg (canal de sensado).

La salida de la segunda red de Bragg muestra las señales en transmisión con dos mínimos, uno por efecto de la primera red, a 1535 nm y el otro por efecto de la segunda, a 1550 nm.

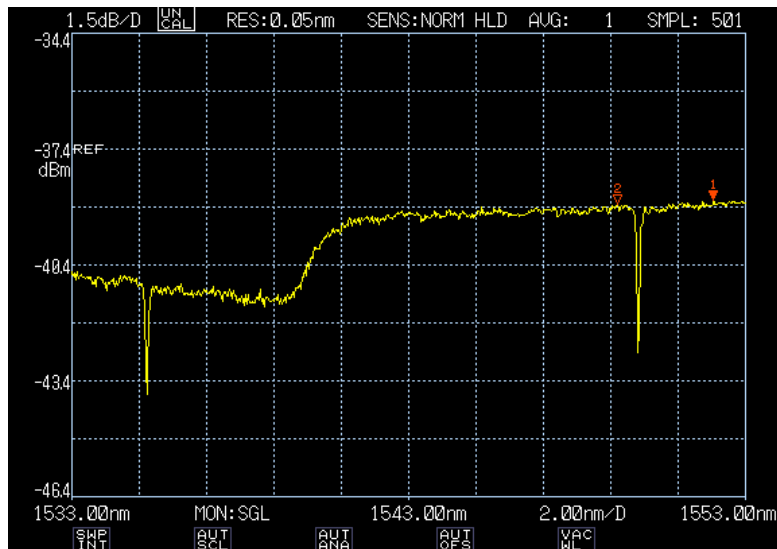


Figura 5.21.- Señal en transmisión monitorizada a la salida de la segunda red de Bragg.

### Señales en reflexión

Las señales en reflexión se obtienen a partir de la salida del puerto 3 del circulador óptico.

#### 6. Puerto 3 del circulador óptico y efecto de atenuación.

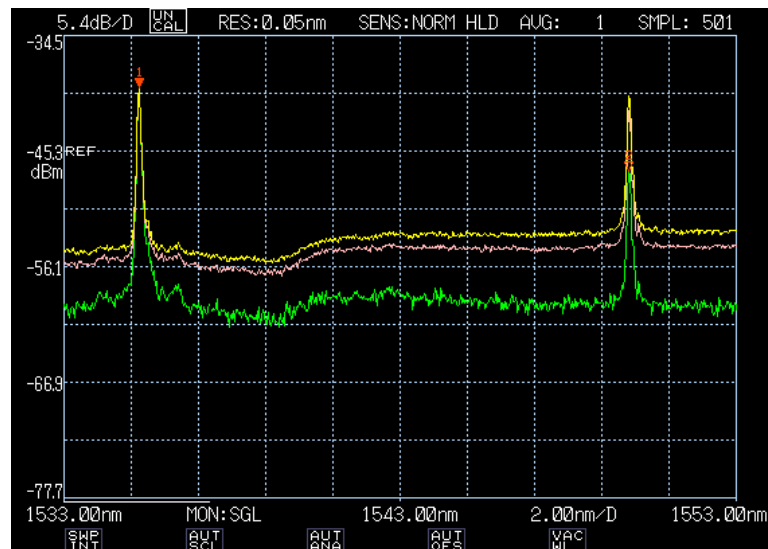


Figura 5.22.- Señal en reflexión obtenida a la salida del puerto 3 del circulador óptico.

En el puerto 3 del circulador óptico se obtiene la señal reflejada por las redes de Bragg. Aquí la señal presenta dos picos situados a las longitudes de onda centrales de ambas redes, uno a 1535 nm y el otro a 1550 aproximadamente. Se han añadido diferentes atenuaciones a 3 y 6 vueltas del VOA para observar su efecto en el pico a 1550 nm que es el que se ve afectado por el sensor.

7. Salida del multiplexor CWDM, señal reflejada por la primera red de Bragg (canal de referencia).

La Fig.5.23 muestra el pico a 1535 nm, reflejado por la primera red de Bragg y separado por el multiplexor. Se observa una pérdida de nivel de unos 4 dB con respecto a la señal de la Fig.5.22 que se debe a pérdidas de inserción del CWDM.

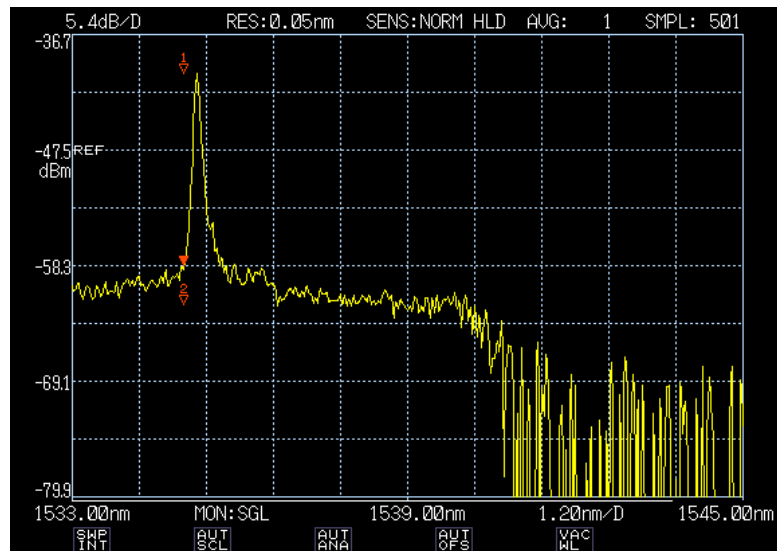


Figura 5.23.- Pico a 1535 nm, salida del multiplexor CWDM que se corresponde con la señal reflejada por la primera red de Bragg.

8. Salida del multiplexor CWDM, señal reflejada por la segunda red de Bragg (canal de sensado).

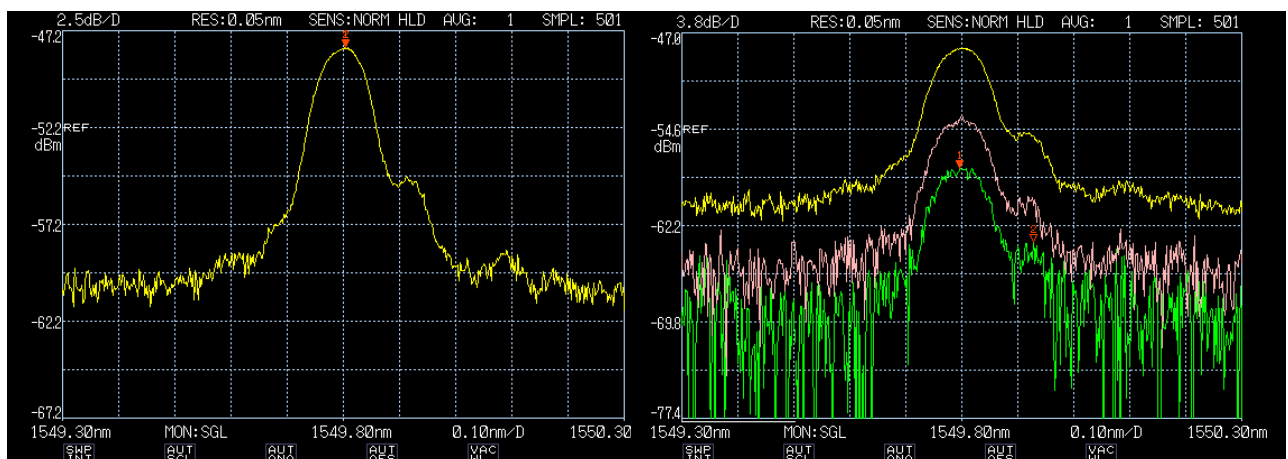


Figura 5.24.- Pico a 1550 nm, salida del multiplexor CWDM que se corresponde con la señal reflejada por la segunda red de Bragg (izquierda). Pico a 1550 nm con atenuación con 2 y 3 vueltas del VOA (derecha).

En este punto, aparece el pico a 1550 nm reflejado por la segunda red de Bragg y separado por el multiplexor. Se observa también una pequeña pérdida de nivel con

respecto a la señal de la Fig.5.22 debido a las pérdidas de inserción del CWDM. Para poder comprobar los efectos del sensor se ha tomado la misma señal seleccionando diferentes atenuaciones con 2 y 3 vueltas en el VOA.

#### 9. Señal eléctrica de referencia y de sensado.

Finalmente, las salidas eléctricas de los fotodetectores se corresponden con la señal de referencia y la señal de sensado del sistema propuesto. En la imagen obtenida con el osciloscopio se observa la señal de referencia con un nivel de 3.92 V<sub>pp</sub> y la señal de sensado con un nivel de 5.92 V<sub>pp</sub> aproximadamente. Ambas tienen una frecuencia de 1.272 KHz.

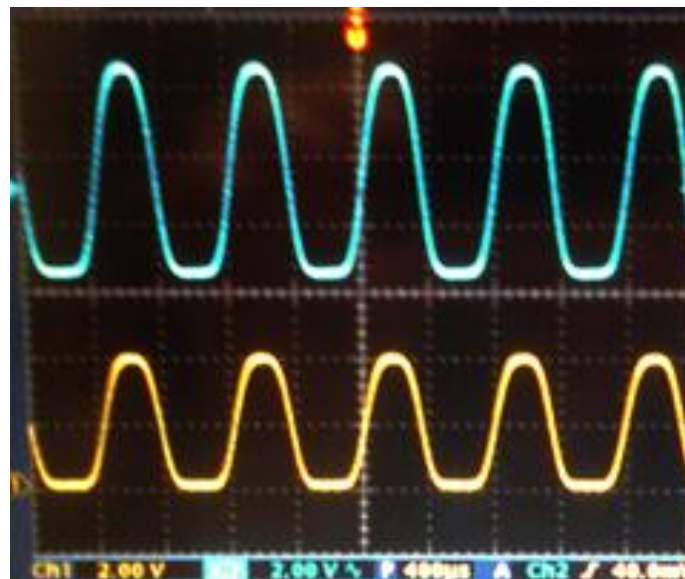


Figura 5.25.- Imagen obtenida con el osciloscopio que muestra la señal eléctrica de referencia en amarillo y la de sensado en azul.

## Capítulo 6

# MONTAJE COMPLETO

### 6.1. Descripción del montaje experimental con instrumentación virtual

El esquema completo del montaje propuesto para la configuración electro-óptica con auto-referencia para la interrogación remota de sensores ópticos de intensidad con instrumentación virtual y procesado digital de señales en la etapa de recepción se corresponde con el mostrado en la Fig.3.4.

Las señales eléctricas de referencia y de sensado (Fig.5.25) obtenidas en recepción se conectan a dos canales de entrada de la tarjeta de adquisición de datos (DAQ) para proceder a su digitalización. En la configuración del asistente DAQ de LabVIEW<sup>®</sup> es necesario incluir un rango y una tasa de muestreo apropiados para las señales de entrada. Para configurar el rango de adquisición hay que tener en cuenta el valor de amplitud de las señales de entrada. La amplitud de la señal de referencia que se obtiene a la salida del fotodetector es de 3.92 V<sub>pp</sub> y la amplitud de la señal de sensado es de 5.92 V<sub>pp</sub>. Se ha seleccionado un rango de +/- 4.5 V para poder capturar correctamente ambas señales y no perder resolución. La tasa de muestreo debe cumplir el teorema de Nyquist, es decir, debe ser al menos el doble de la frecuencia máxima de la señal de entrada. La frecuencia de ambas señales es de 1.272 KHz, por lo tanto se ha escogido una frecuencia de muestreo de 20 Ks/s.

### 6.2 Medidas experimentales

Los parámetros de auto-referencia  $R$  y  $\phi$  se han medido experimentalmente para poder compararlos con sus valores teóricos y comprobar así el funcionamiento del montaje completo y de la aplicación. Se han realizado medidas a diferentes grados de atenuación del VOA y aplicando desfases fijos para todas las medidas por un lado y, por otro lado, desfases variables para cada medida. A continuación se muestran las gráficas con las curvas de datos (curva teórica y medida experimental) del parámetro  $R$  frente a  $\beta$ , para valores fijos y variables de desfase de ambas señales en recepción. El parámetro  $R$  es dado en unidades arbitrarias, (u.a).

### Parámetro $R$ para valores fijos de desfase

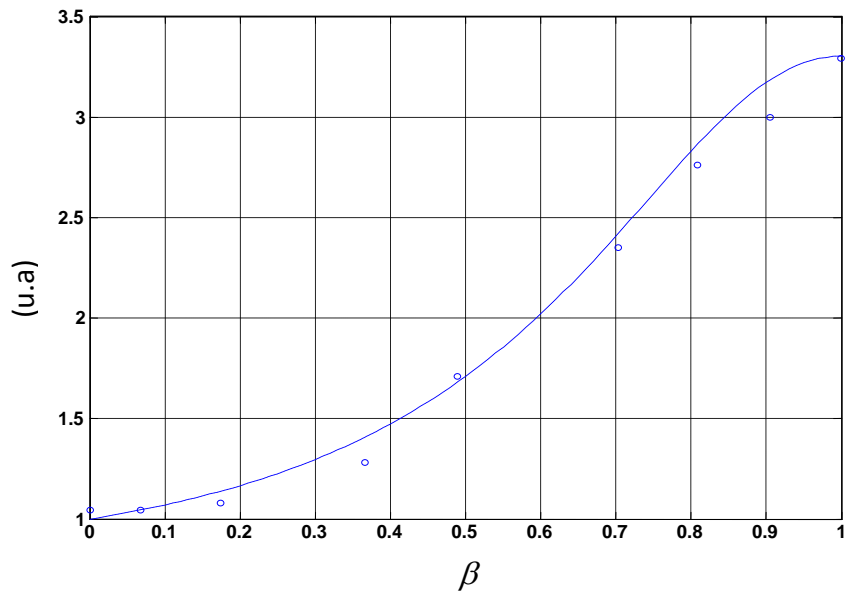


Figura 6.1.- Curva teórica y medidas experimentales de  $R$  frente a  $\beta$  para valores de desfase  
 $\Omega_1 = 0.5\pi$  y  $\Omega_2 = 0.93\pi$  fijos.

### Parámetro $R$ para valores variables de desfase

$$R = 1.89; \beta = 1$$

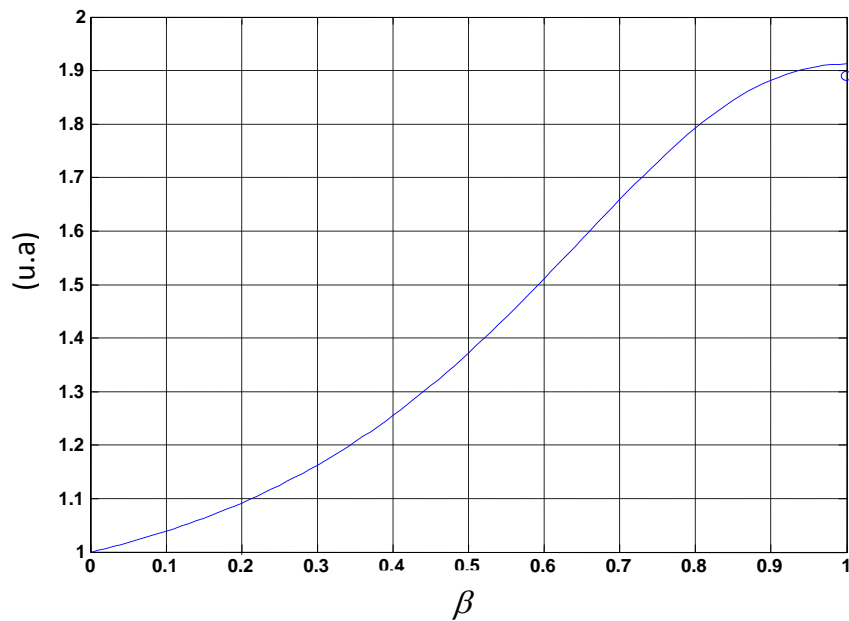


Figura 6.2.- Curva teórica y medida experimental de  $R$  frente a  $\beta$  para valores de desfase  
 $\Omega_1 = 0.84\pi; \Omega_2 = 0.2\pi$ .

$$R = 0.6395; \beta = 0.9054$$

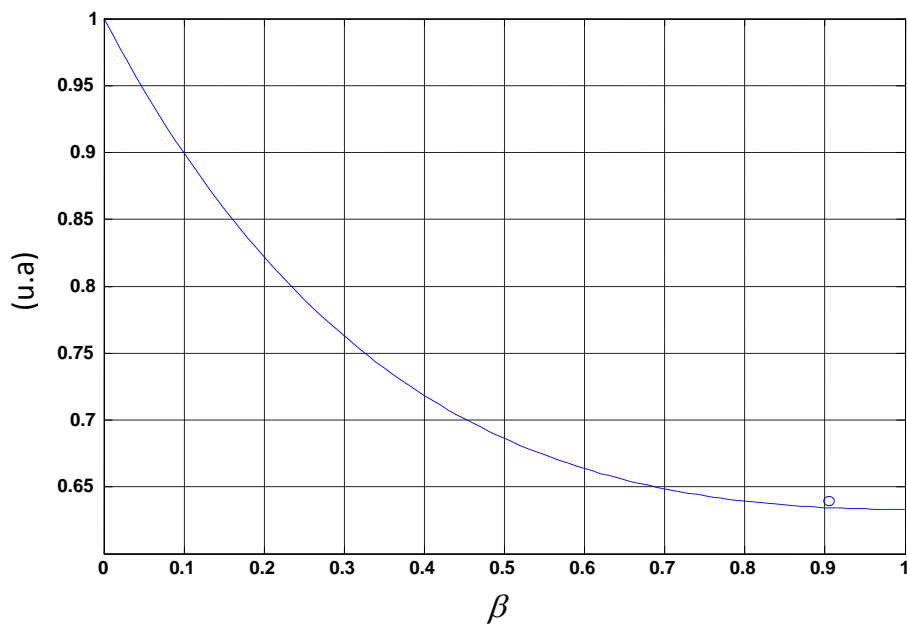


Figura 6.3.- Curva teórica y medida experimental de  $R$  frente a  $\beta$  para valores de desfase  
 $\Omega_1 = 0,15\pi$  ;  $\Omega_2 = 0,72\pi$  .

$$R = 1.226; \beta = 0.8084$$

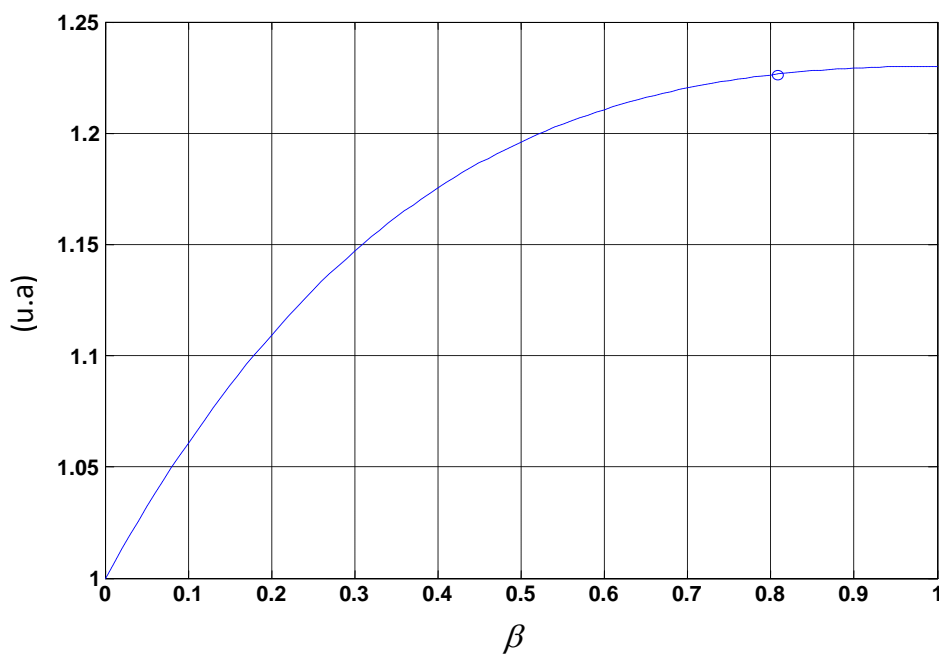


Figura 6.4.- Curva teórica y medida experimental de  $R$  frente a  $\beta$  para valores de desfase  
 $\Omega_1 = 0,29\pi$  ;  $\Omega_2 = 0,07\pi$  .

$$R = 0.8061; \beta = 0.7037$$

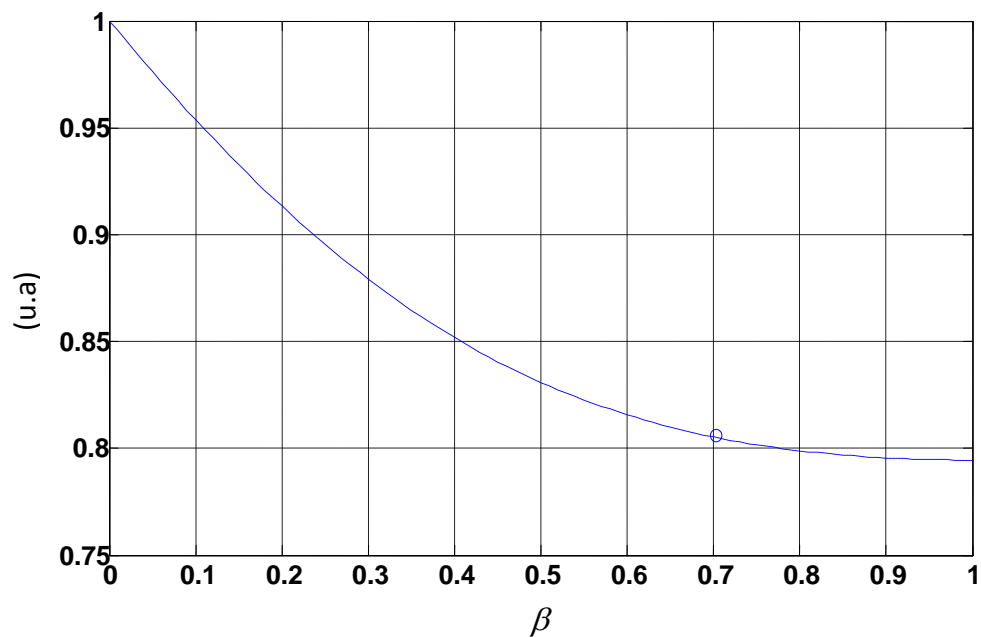


Figura 6.5.- Curva teórica y medida experimental de  $R$  frente a  $\beta$  para valores de desfase  $\Omega_1 = 0,4\pi$  ;  $\Omega_2 = 0,9\pi$  .

$$R = 1.1686; \beta = 0.4898$$

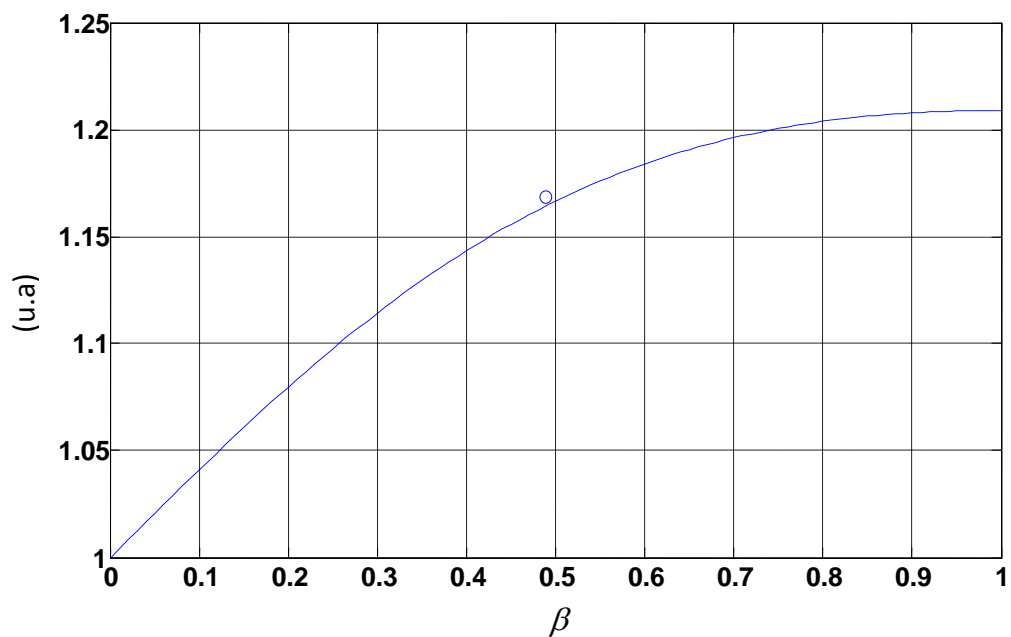


Figura 6.6.- Curva teórica y medida experimental de  $R$  frente a  $\beta$  para valores de desfase  $\Omega_1 = 0,55\pi$  ;  $\Omega_2 = 0,4\pi$  .



$$R = 0.942 ; \beta = 0.3662$$

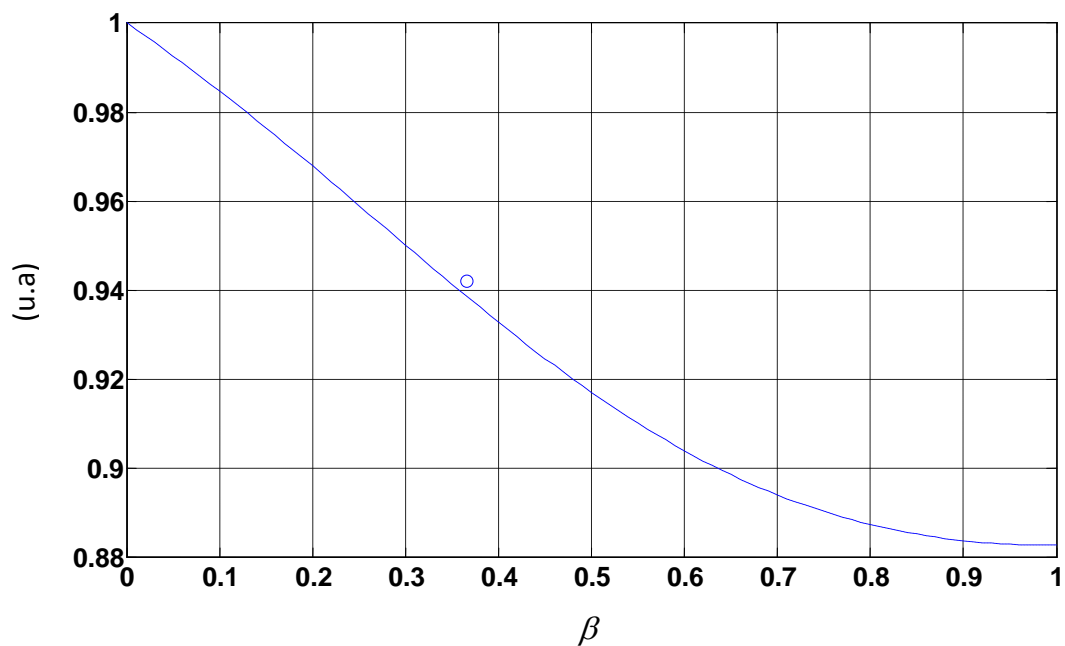


Figura 6.7.- Curva teórica y medida experimental de  $R$  frente a  $\beta$  para valores de desfase  
 $\Omega_1 = 0,23\pi$  ;  $\Omega_2 = 0,66\pi$  .

$$R = 1.08 ; \beta = 0.068$$

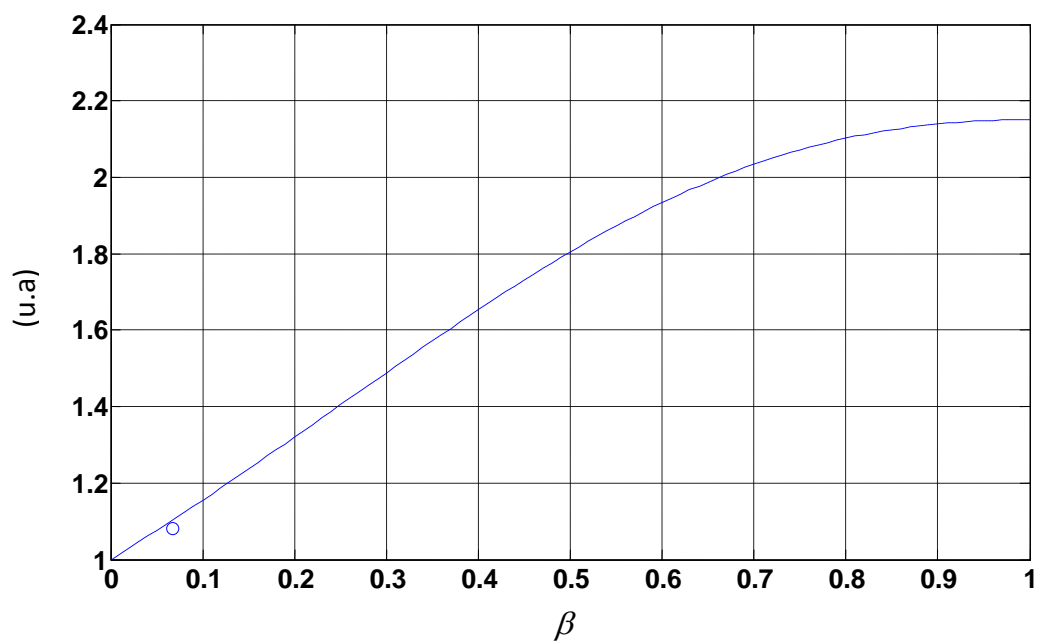


Figura 6.8.- Curva teórica y medida experimental de  $R$  frente a  $\beta$  para valores de desfase  
 $\Omega_1 = 0,7\pi$  ;  $\Omega_2 = 0,14\pi$  .

$$R = 0.98; \beta = 0.0051$$

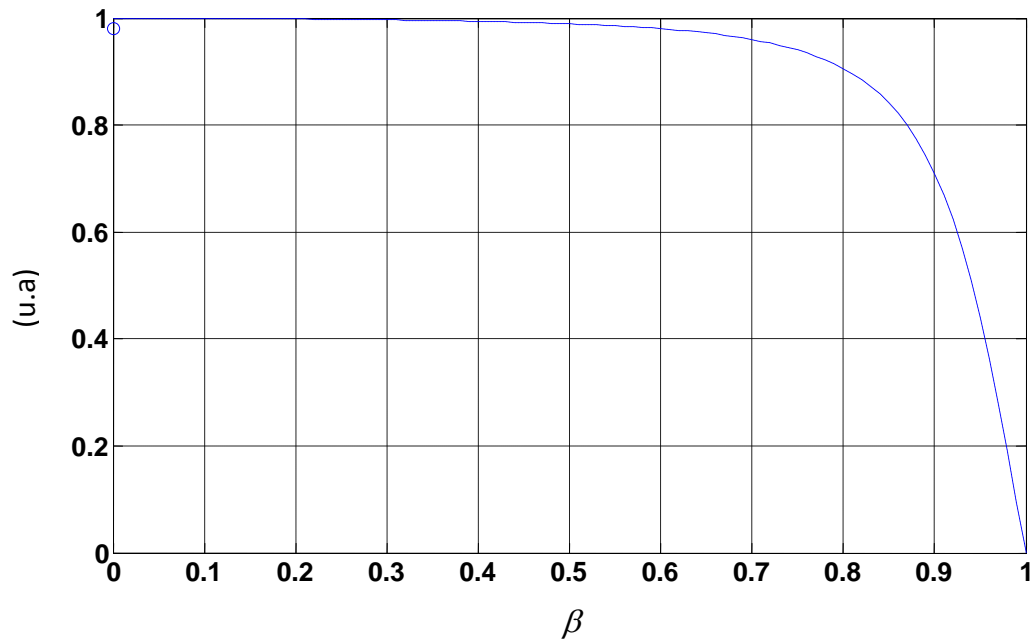


Figura 6.9.- Curva teórica y medida experimental de  $R$  frente a  $\beta$  para valores de desfase

$$\Omega_1 = 0,97\pi ; \Omega_2 = \pi .$$

A continuación se muestran las gráficas con las curvas de datos (curva teórica y medida experimental) del parámetro  $\phi$  frente a  $\beta$ , para valores variables de desfase en recepción.

#### Parámetro $\phi$ para valores variables de desfase

$$\phi = 74.94^\circ ; \beta = 1$$

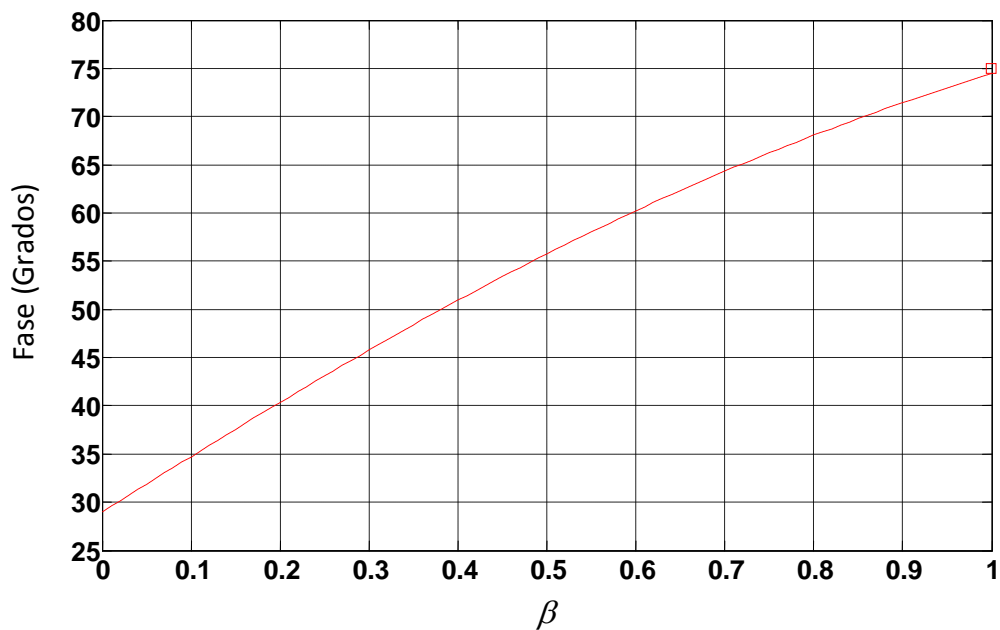


Figura 6.10.- Curva teórica y medida experimental de  $\phi$  frente a  $\beta$  para valores de desfase

$$\Omega_1 = 0,84\pi ; \Omega_2 = 0,2\pi .$$

$$\phi = 193^\circ = -77^\circ ; \beta = 0.9054$$

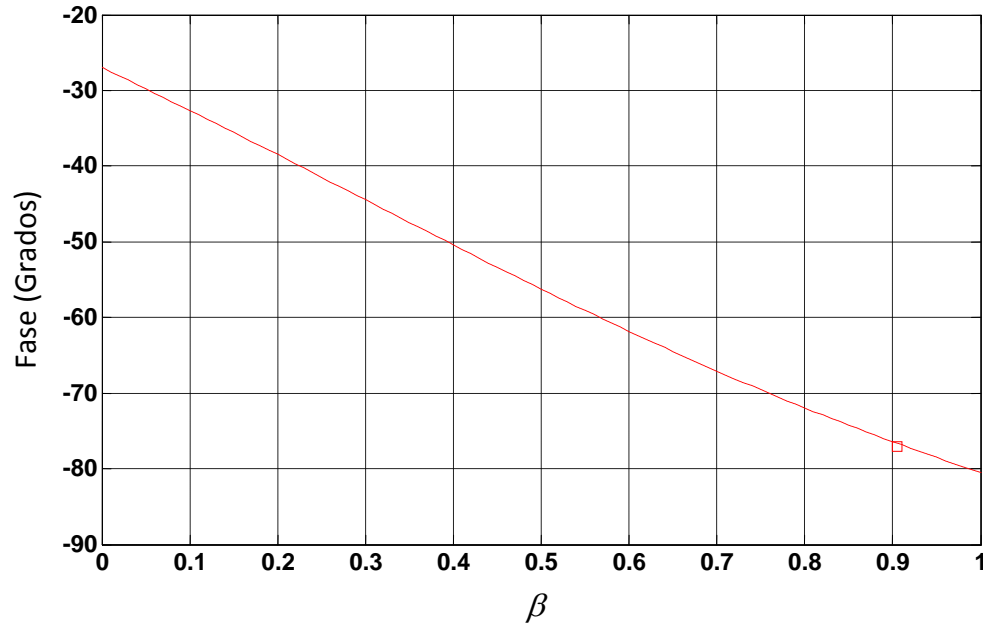


Figura 6.11.- Curva teórica y medida experimental de  $\phi$  frente a  $\beta$  para valores de desfase

$$\Omega_1 = 0,15\pi ; \Omega_2 = 0,72\pi .$$

$$\phi = -122.86^\circ = 32.86^\circ ; \beta = 0.8084$$

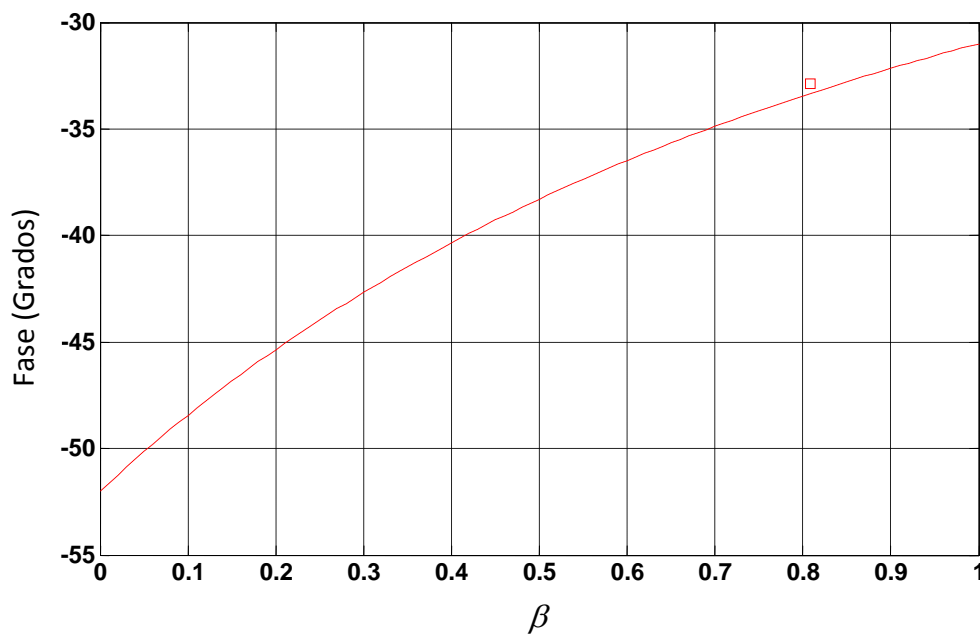


Figura 6.12.- Curva teórica y medida experimental de  $\phi$  frente a  $\beta$  para valores de

$$\text{desfase } \Omega_1 = 0,29\pi ; \Omega_2 = 0,07\pi .$$

$$\phi = 109.963 = 70.1 ; \beta = 0.7037$$

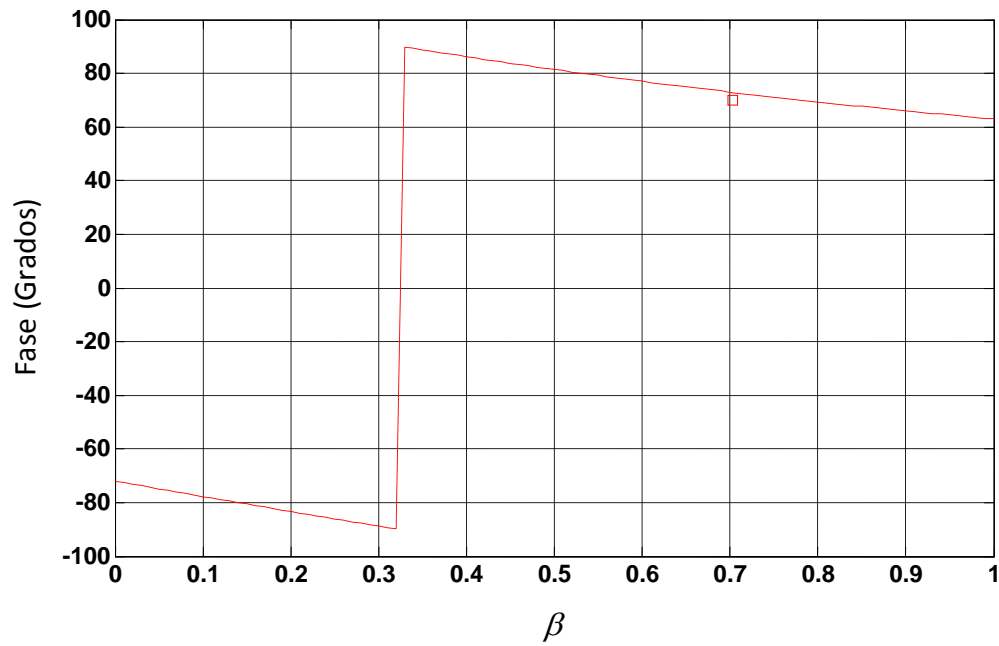


Figura 6.13.- Curva teórica y medida experimental de  $\phi$  frente a  $\beta$  para valores de desfase  
 $\Omega_1 = 0,4\pi ; \Omega_2 = 0,9\pi$ .

$$\phi = 71.93^\circ ; \beta = 0.4898$$

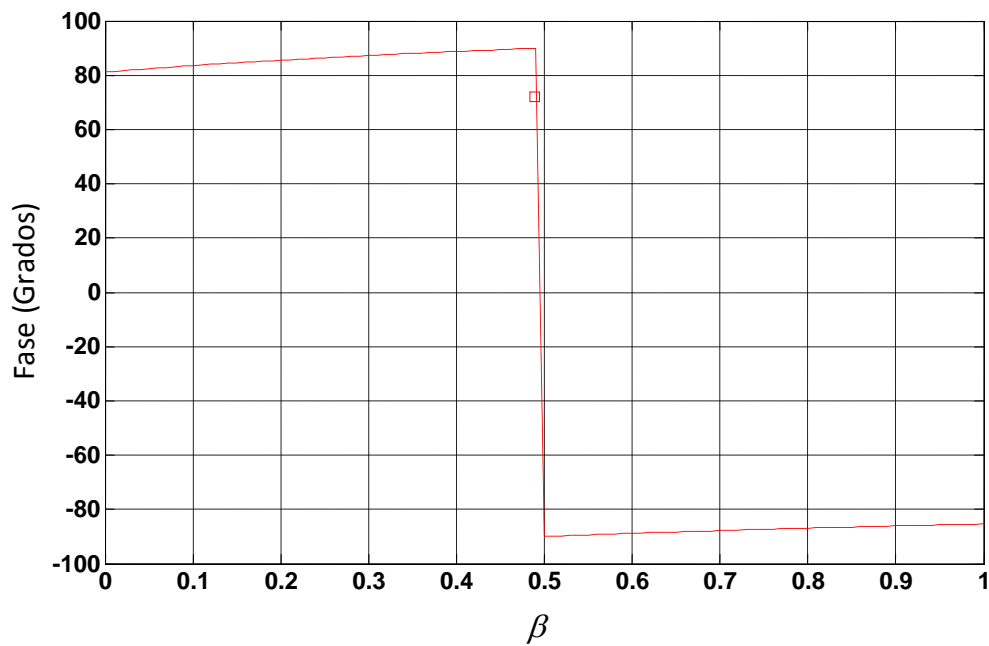


Figura 6.14.- Curva teórica y medida experimental de  $\phi$  frente a  $\beta$  para valores de desfase  
 $\Omega_1 = 0,55\pi ; \Omega_2 = 0,4\pi$ .

$$\phi = -45.32^\circ ; \beta = 0.3662$$

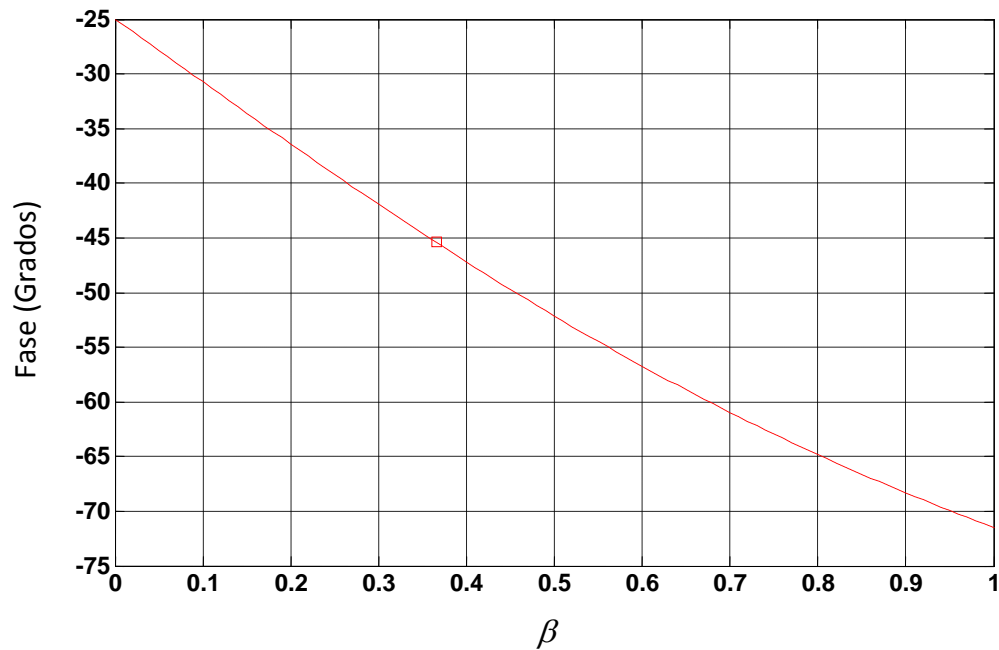


Figura 6.15.- Curva teórica y medida experimental de  $\phi$  frente a  $\beta$  para valores de desfase  
 $\Omega_1 = 0,23\pi ; \Omega_2 = 0,66\pi$ .

$$\phi = 60.56^\circ ; \beta = 0.068$$

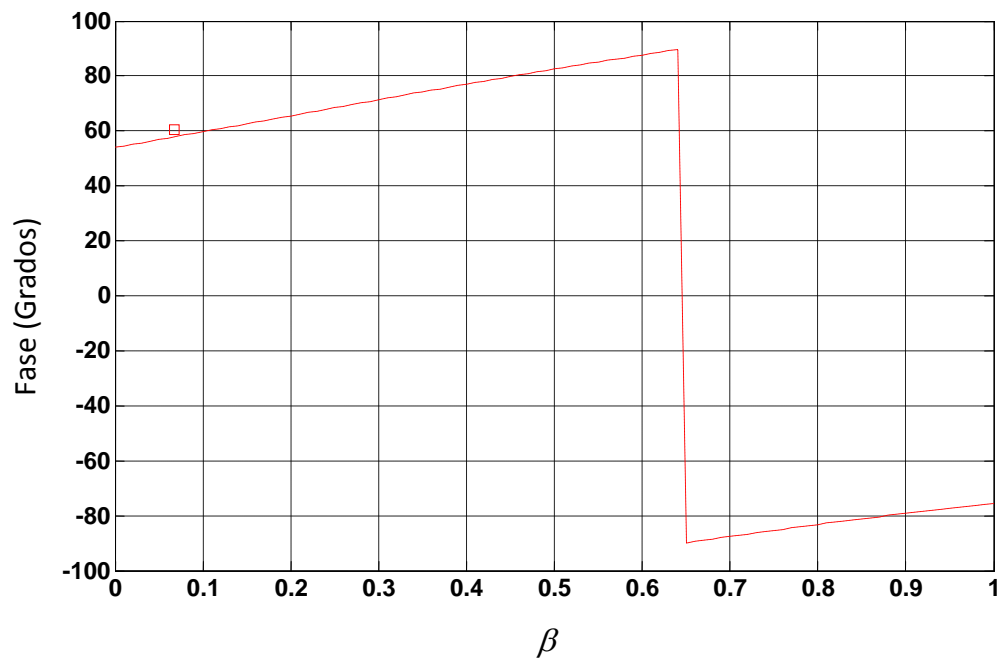


Figura 6.16.- Curva teórica y medida experimental de  $\phi$  frente a  $\beta$  para valores de desfase  
 $\Omega_1 = 0,7\pi ; \Omega_2 = 0,14\pi$ .

$$\phi = 38.18^\circ ; \beta = 0.0051$$

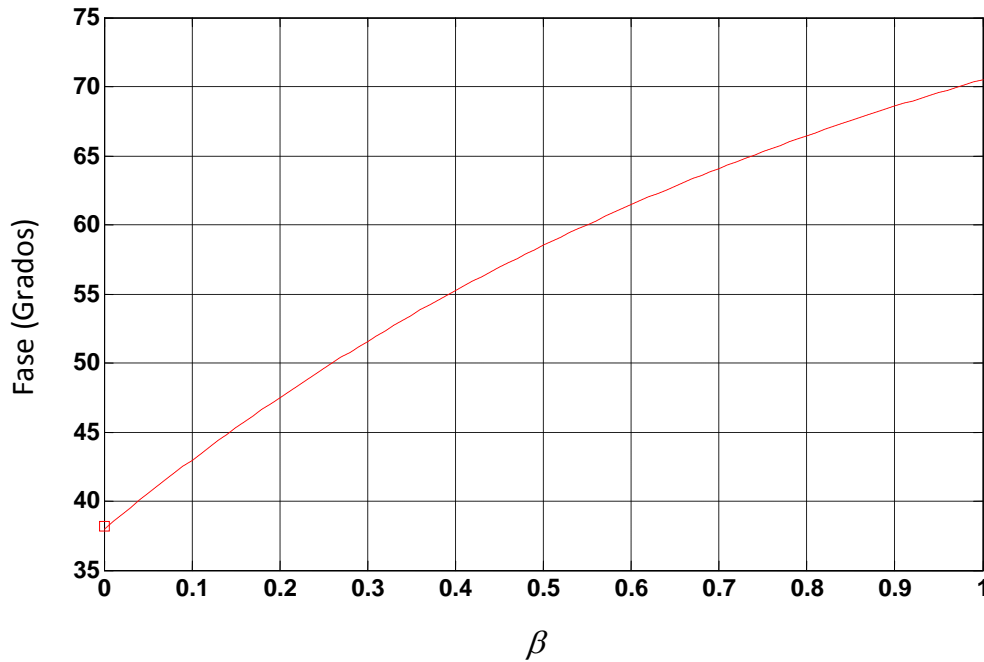


Figura 6.17.- Curva teórica y medida experimental de  $\phi$  frente a  $\beta$  para valores de desfase

$$\Omega_1 = 0,8\pi ; \Omega_2 = 0,43\pi .$$

### 6.3. Estudio de errores

Para comprobar la fiabilidad de las medidas de los parámetros de auto-referencia  $R$  y  $\phi$  obtenidas en el laboratorio es necesario compararlas con los valores teóricos y realizar un estudio de errores. Se ha realizado el cálculo del error absoluto de cada medida, es decir, la diferencia entre la medida experimental y el valor teórico y también el error relativo, que es el cociente entre el error absoluto y el valor teórico. El error absoluto indica cuánto se desvía la medida de su valor teórico y el error relativo aporta información acerca de cuán precisas son las medidas que se han tomado. En las tablas 6.1 y 6.2 se muestra un cuadro resumen de las medidas de  $R$  y  $\phi$  respectivamente, así como sus valores teóricos y el cálculo de errores.

Las medidas de ambos parámetros realizadas con instrumentación virtual son bastante exactas, ya que se han observado errores aceptables y buena precisión en comparación con los valores teóricos. Las medidas del parámetro  $R$  son algo más precisas que las del parámetro  $\phi$ . Además, tras la experimentación para el cálculo del parámetro  $\phi$  usando diferentes desfases de las señales en recepción se ha observado un mal comportamiento de las medidas a valores de desfase cercanos a  $180^\circ$ . Es

interesante reseñar la medida de fase relativa a  $80^\circ$  mostrada en la Tabla 6.2, que presenta un error relativo en torno al 10%. Creemos que se trata de un error puntual en el proceso de medida, pues el resto de medidas realizadas para este parámetro de auto-referencia presentan errores relativos de unidades en %, valores mucho más acordes con los esperados al utilizar dicho parámetro de medida para obtener la propiedad de auto-referencia.

<b>Valor teórico <math>R</math></b>	1.912	0.6344	1.227	0.805	1.165	0.939	1.104	1
<b>Medida experimental <math>R</math></b>	1.89	0.6395	1.226	0.8061	1.1686	0.942	1.08	0.98
<b>Error absoluto</b>	0.022	0.0051	0.001	0.0011	0.0036	0.003	0.024	0.02
<b>Error relativo</b>	1.15%	0.8%	0.08%	0.13%	0.3%	0.32%	2.17%	2%

Tabla 6.1.- Tabla comparativa de medidas experimentales y valores teóricos del parámetro  $R$  con errores absolutos y relativos.

<b>Valor teórico <math>\phi</math></b>	74.5	-76.6	-33.37	72.9	80	-45.5	58.88	38
<b>Medida experimental <math>\phi</math></b>	74.94	-77	-32.86	70.1	71.93	-45.32	60.56	38.18
<b>Error absoluto</b>	0.44	0.4	0.51	2.8	8.07	0.18	1.68	0.18
<b>Error relativo</b>	0.59%	0.52%	1.53%	3.84%	10.87%	0.39%	2.85%	0.47%

Tabla 6.2.- Tabla comparativa de medidas experimentales y valores teóricos del parámetro  $\phi$  con errores absolutos y relativos.

## Capítulo 7

### CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

La principal aportación del presente trabajo es el empleo de técnicas de procesamiento digital e instrumentación virtual en la etapa de recepción de una configuración electro-óptica para redes CWDM de sensores ópticos de intensidad basada en redes de Bragg. Se han desarrollado dos aplicaciones en LabVIEW<sup>®</sup> que permiten obtener a través de la digitalización y procesamiento de las señales en recepción los parámetros de auto-referencia verificados en la literatura [1]. La gran ventaja de esta aplicación es que se evita el uso de amplificador Lock-in y las etapas de retardo electrónico en recepción incrementándose notablemente la automatización de la interrogación de la red de sensores. Además, la sencillez de la aplicación permite realizar medidas fácilmente ya que dispone de un panel de usuario que incluye los controles necesarios para aplicar los desfases de las señales, gráficas para la visualización de señales y controles numéricos que muestran automáticamente el valor de los parámetros de auto-referencia.

También se ha realizado el montaje y verificado el correcto funcionamiento de la configuración electro-óptica para redes CWDM de sensores ópticos de intensidad basada en redes de Bragg, así como la digitalización de las señales en recepción y la adquisición de datos.

Todas las medidas experimentales realizadas se han comparado con sus valores teóricos a través del cálculo de la respuesta del sistema y se ha hecho además un estudio de errores para comprobar su fiabilidad y precisión. Se ha llegado a la conclusión de que las medidas de los parámetros de auto-referencia obtenidas a través del procesamiento digital de señales son correctas y fiables.

Una mejora y futura línea de trabajo podría ser la optimización del código de las aplicaciones creando subVIs, es decir, instrumentos virtuales dentro de otros que permitan tener un diagrama de bloques más compacto y un cálculo simultáneo de ambos parámetros utilizando el mismo panel de control. Además, se puede incluir la respuesta en frecuencia de la red de sensores emulada por Matlab<sup>®</sup> para compararla automáticamente con las medidas experimentales y poder elegir el punto de operación. También se podrían realizar las pruebas de montaje y las medidas experimentales en una red de varios sensores, ya que este estudio se ha realizado con un único punto de sensado remoto.



## Capítulo 8

### PRESUPUESTO

#### 1. Descripción del proyecto

Título: “Técnica de medida con auto-referencia para sensores ópticos de intensidad mediante procesado digital de señal e instrumentación virtual”.

Autora: Laura Guiomar Valverde Marín

Duración: 7 meses.

Tasa de costes indirectos: 20%

#### 2. Desglose presupuestario (costes directos)

Apellidos y nombre	Categoría	Dedicación (personal mes)*	Coste personal mes	Coste (Euros)
Laura Guiomar Valverde Marín	Ingeniera	4	2.694,39	10.777,56
David Sánchez Montero	Ingeniero sénior	1	4.284,54	4.284,54
Personal mes: 5			<b>Total</b>	<b>15.067,10 €</b>

\* 1 Hombre mes = 131,25 horas. Máximo anual de dedicación de 12 hombres mes (1575 horas).  
Máximo anual para PDI de la Universidad Carlos III de Madrid de 8,8 hombres mes (1.155 horas).

Tabla 8.1.- Desglose presupuestario de los costes de personal del proyecto.

#### 3. Equipos

Descripción	Coste (Euro)	% Uso dedicado proyecto	Dedicación (meses)	Periodo de depreciación	Coste imputable <sup>*(2)</sup>
NI USB DAQ 6009	269,00	100	7	60	31,38
Licencia software LabView 2009 (Professional Development System)	4649,00	100	7	60	542,38
				<b>Total</b>	<b>573,77 €</b>

\*<sup>(2)</sup> Fórmula de cálculo de la Amortización:

$$\frac{A}{B} \times C \times D$$

A = nº de meses desde la fecha de facturación en que el equipo es utilizado

B = periodo de depreciación (60 meses)

C = coste del equipo (sin IVA)

D = % del uso que se dedica al proyecto

Tabla 8.2.- Desglose del gasto en equipos.

#### 4. Resumen de costes

Presupuesto Costes Totales	Presupuesto Costes Totales
Personal	15.067 €
Amortización	574 €
Subcontratación de tareas	0
Costes de funcionamiento	0
Costes Indirectos	3.128 €
<b>Total</b>	<b>18.769 €</b>

Tabla 8.3.- Resumen de costes y coste total del proyecto.

El presupuesto total de este proyecto asciende a 18.769 Euros.

## Bibliografía y referencias

### **Referencias en el texto**

- [1] SÁNCHEZ MONTERO, David. *"Coarse WDM passive optical networking of self-referenced fiber-optic intensity sensors with reconfigurable characteristics"*. Directora: Prof. Dra. Carmen Vázquez García. [Advanced Electronic Systems Master Thesis]. Universidad Carlos III de Madrid, Departamento de Tecnología Electrónica, 2010.
- [2] J. MONTALVO, O. FRAZAO, J. L. SANTOS, C. VÁZQUEZ, y J. M. BAPTISTA, "Radio-Frequency Self-Referencing Technique With Enhanced Sensitivity for Coarse WDM Fiber Optic Intensity Sensor," *Lightwave Technology, Journal*, vol. 27, pp. 475-482, 2009.
- [3] MARTÍNEZ, Reynaldo. *"Instrumentación virtual industrial para uso educativo"*. [Tesis doctoral] Universidad de Santiago, 1999.
- [4] NATIONAL INSTRUMENTS <www.ni.com>. Visita: Noviembre 2011 – Febrero 2012.
- [5] ESSICK, John. *"Hands-On Introduction to LabVIEW for Scientists and Engineers."* Oxford University Press, 2008. 480 p. ISBN10: 0195373952.
- [6] *"User Guide and specifications NI USB-6008/6009"*. National Instruments Corporation, 2008.
- [7] Thorlabs <http://www.thorlabs.de>. Visita: Abril-Mayo 2012.
- [8] Wikipedia <www.wikipedia.org>. Visita: Noviembre 2011 - Abril 2012.

### **Bibliografía adicional**

JIMÉNEZ PEÑALOZA, José Luis. *"Caracterización del modulador electro-óptico APEtm microwave analog intensity con aplicación de transmisión de video compuesto"*. Director: Dr. Vicente Alarcón Aquino. Universidad de las Américas de Puebla, México, 2005, pp. 15-34.

MAYNÉ, Jordi. *"Sensores y procesadores de señal"*. Silica<sup>®</sup>, 2003.



ARENAS, Gustavo. *“Desarrollo de sensores de fibra óptica: aplicación de un interferómetro Fizeau al estudio de polímeros”*. Director: Ricardo Duchowicz. [Tesis Doctoral]. Universidad Nacional de Mar del Plata, Departamento de Física. Mar del Plata, Argentina, 2009. pp. 1-30.

CHUGANI, Mahesh L.; ABHAY, Samant R.; CERNA, Michael. *“LabVIEW Signal Processing”*. Prentice Hall, 1998. 634 p. ISBN: 0139724494.

RONCANCIO Henry Antonio; CIFUENTES, Héctor *“Tutorial de LabView”* Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá DC, Colombia.

LÁZARO, Antonio Manuel; RÍO FERNÁNDEZ, Joaquim. *“LabView. Programación gráfica para el control de instrumentación”*. Ediciones Paraninfo, 2005. ISBN 9788497323918

ALVARADO, Igor. *“Simulación y Control de Procesos con Programación Gráfica”*. BS ME, Kansas State University

Fiber Optics for Sale Co. <<http://www.fiberoptics4sale.com/>>. Visita: Abril-Mayo 2012.

Fiberdyne Labs, Inc. <[www.fiberdyne.com](http://www.fiberdyne.com)>. *“Introduction to Coarse Wavelength Division Multiplexing (CWDM)”*. 2003. Visita: Abril-Mayo 2012.

Universidad de Castilla la Mancha, laboratorio de electrónica <<http://www.info-ab.uclm.es/labelec/>>. Visita: Abril-Mayo 2012.

Electronic Manufacturers <<http://www.electronics-manufacturers.com/>> Visita: Abril-Mayo 2012.

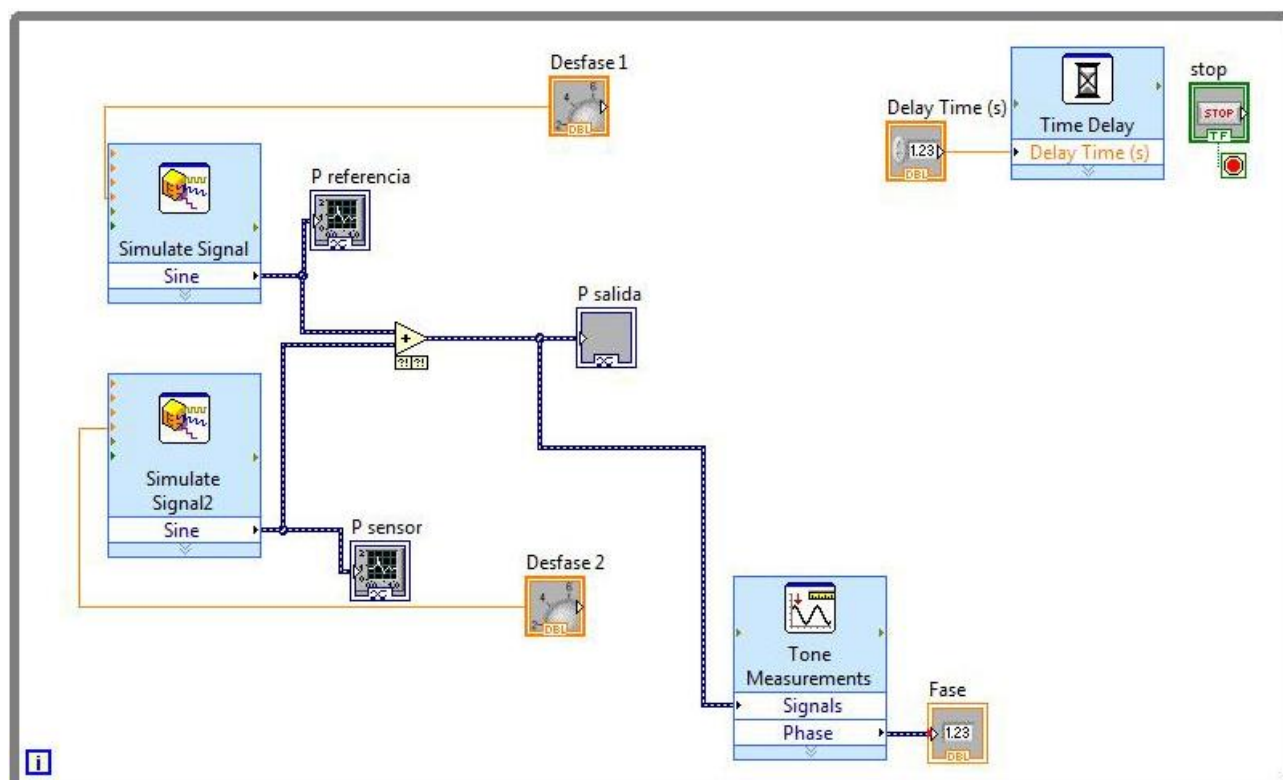
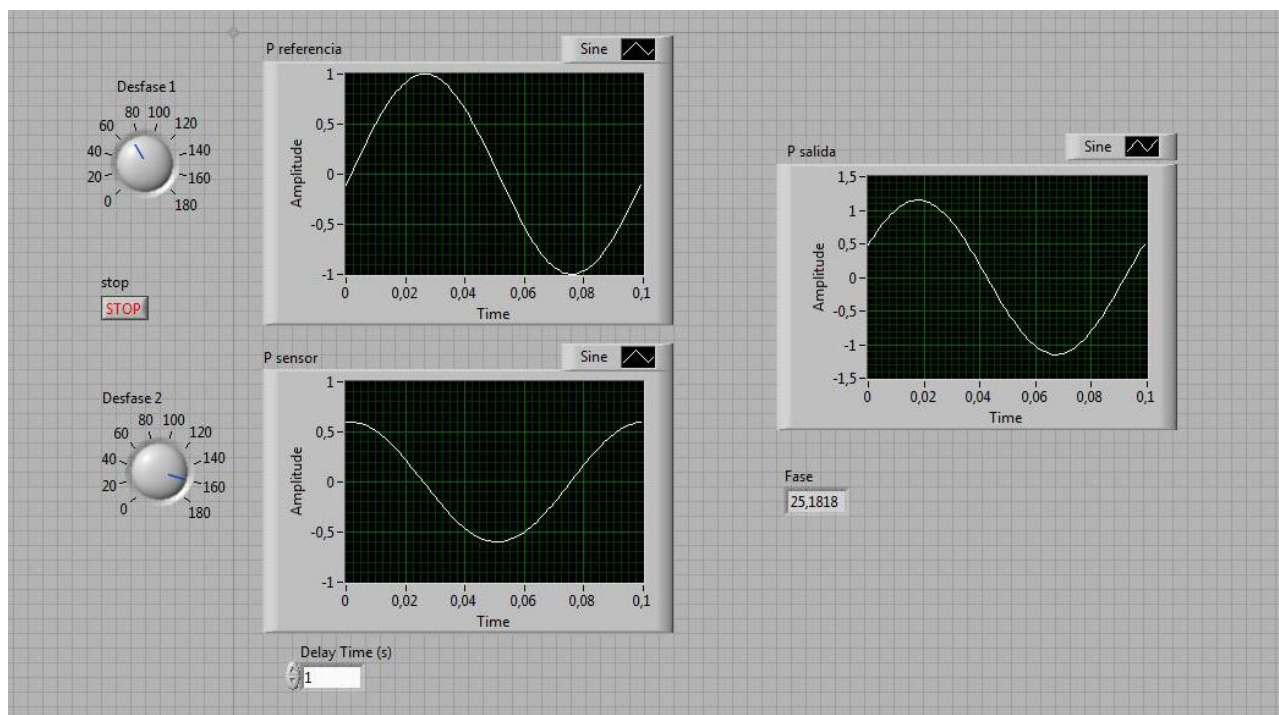
LightMax<sup>(R)</sup> <<http://www.fibraoptica.eu/>>. Visita: Abril-Mayo 2012.

Thurlby Thandar instruments <<http://www.tti-new.com/pdf-files/gen-tg300-4p.pdf>> Visita: Mayo 2012.

## ANEXOS

### A1. Panel de control y diagrama de bloques para el cálculo del parámetro fase mediante simulación de señales.

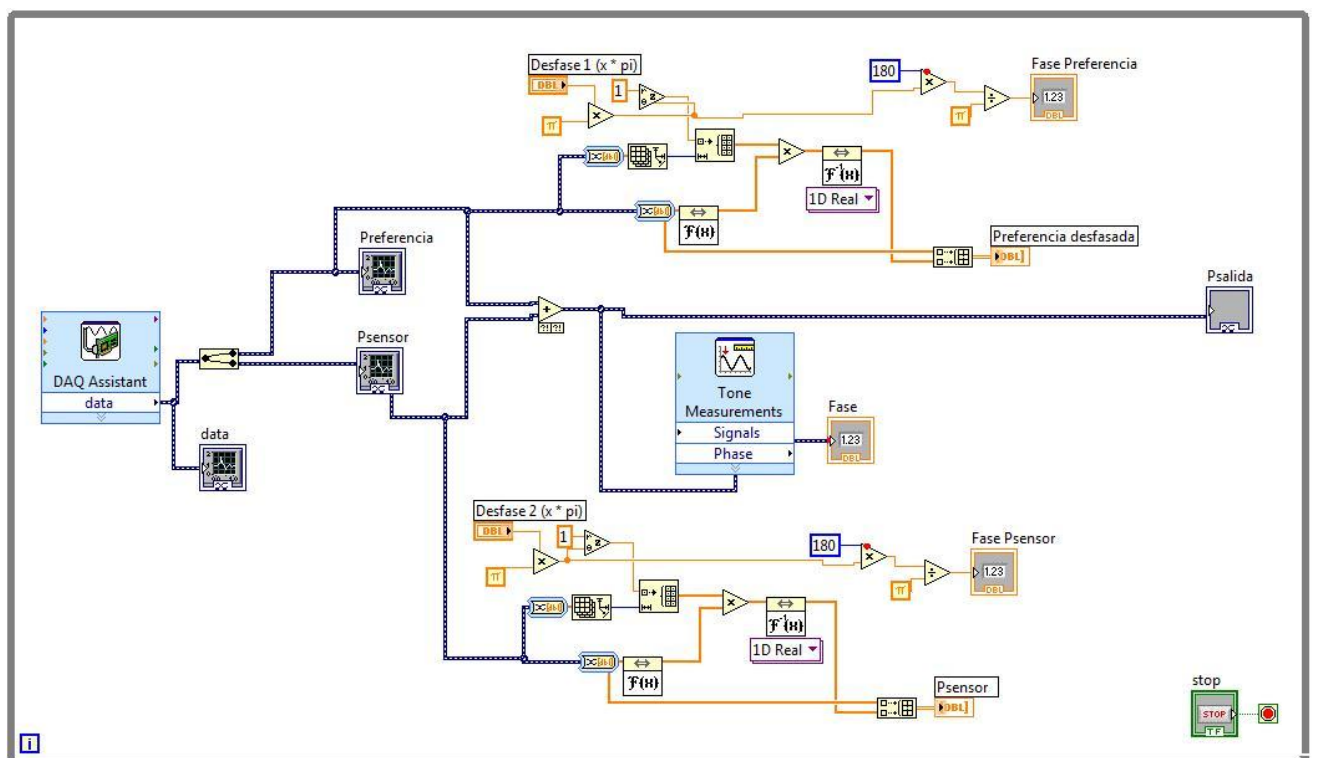
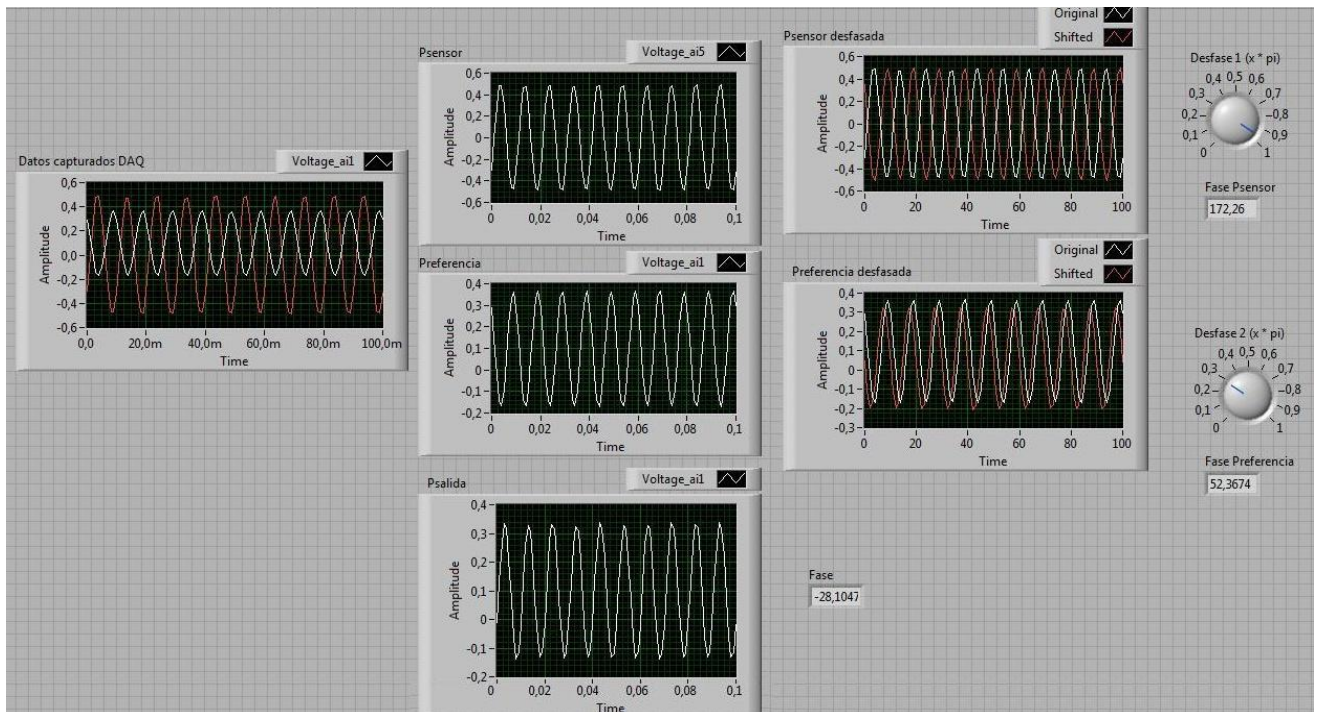
FASE (simulación).vi





## A2. Panel de control y diagrama de bloques para el cálculo del parámetro fase mediante adquisición de señales.

FASE (DAQ).vi

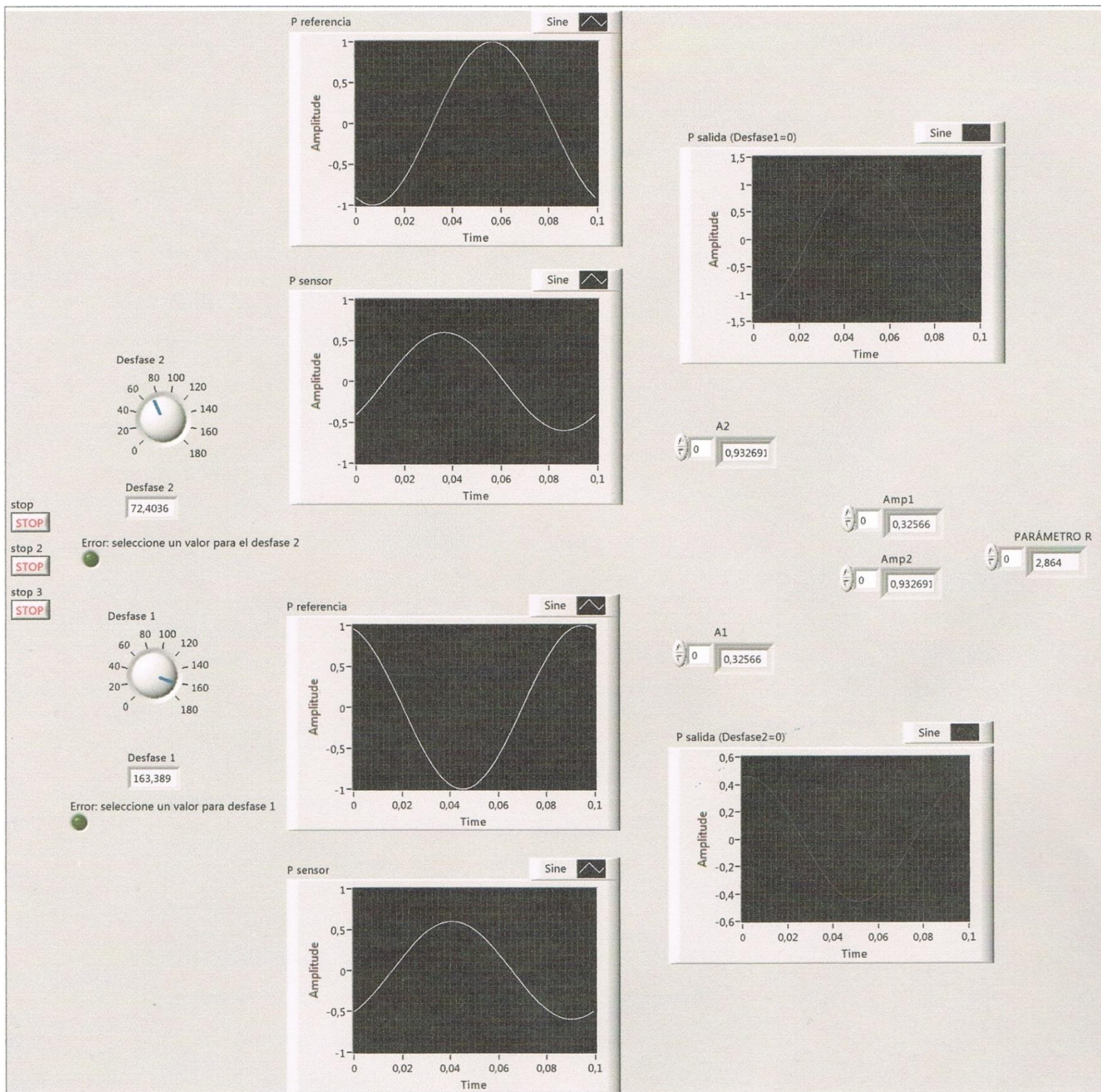


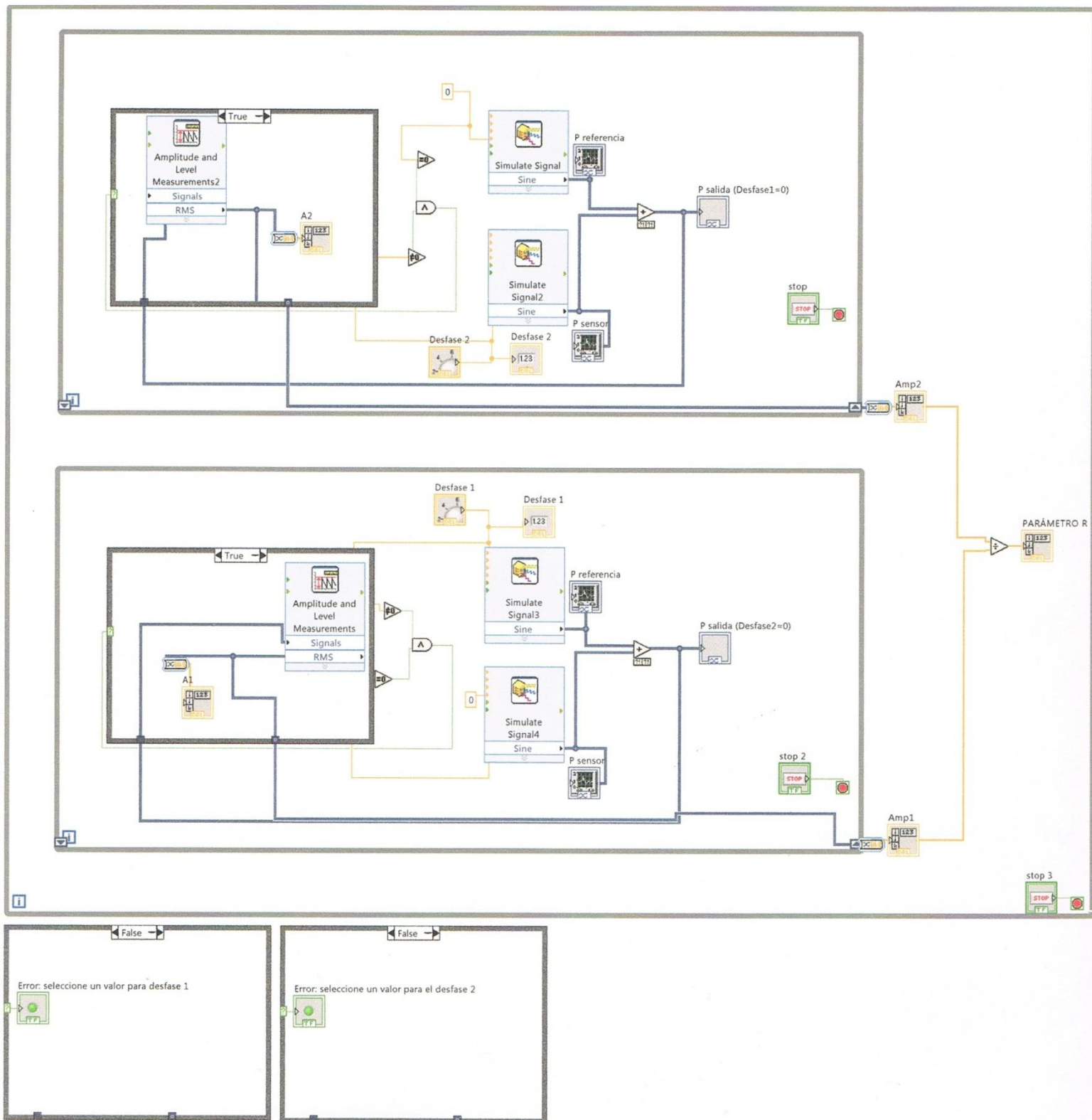




### A3. Panel de control y diagrama de bloques para el cálculo del parámetro R mediante simulación de señales.

PARÁMETRO R (simulación).vi



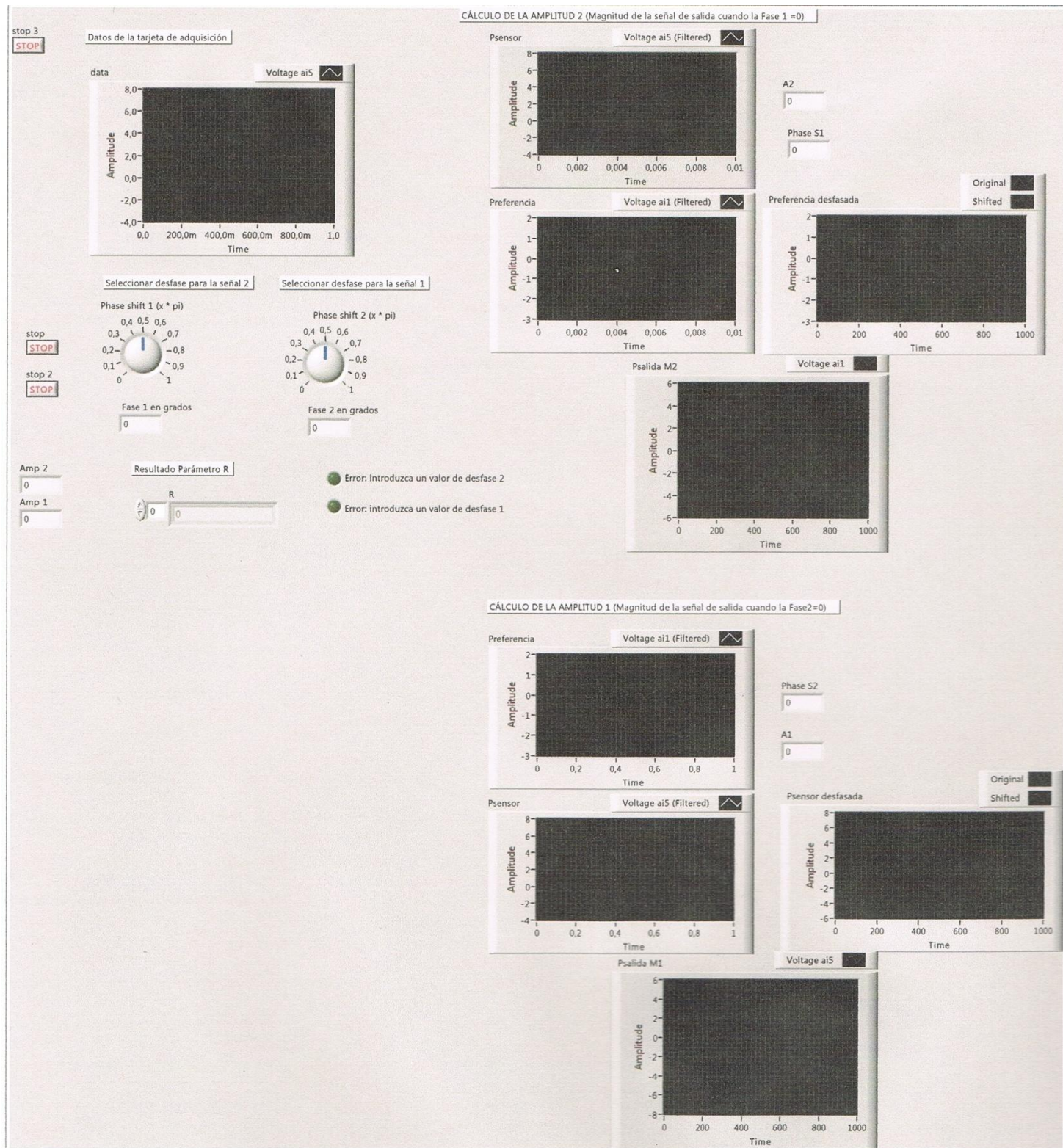


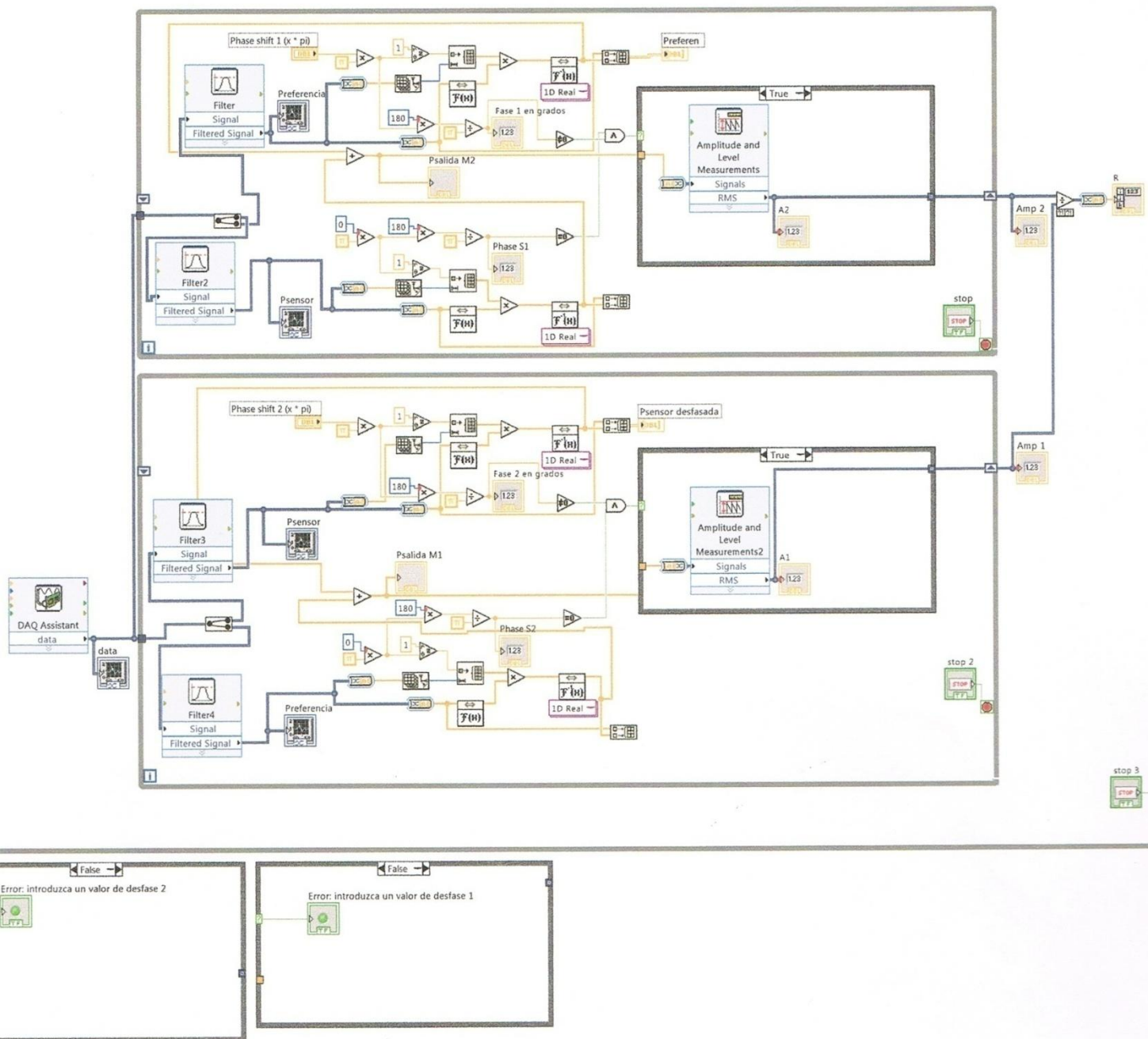




#### A4. Panel de control y diagrama de bloques para el cálculo del parámetro R mediante adquisición de señales.

##### PARÁMETRO R (DAQ).vi







## A5. Hojas de especificaciones de equipos.

### A5.1. Tarjeta NI USB 6009.



#### Low-Cost, Bus-Powered Multifunction DAQ for USB 12- or 14-Bit, Up to 48 kS/s, 8 Analog Inputs

- 8 analog inputs at 12 or 14 bits, up to 48 kS/s
- 2 analog outputs at 12 bits, software-timed
- 12 TTL/CMOS digital I/O lines
- One 32-bit, 5 MHz counter
- Digital triggering
- Bus-powered
- 1-year warranty

#### Detailed Specifications

The following specifications are typical at 25 °C, unless otherwise noted.

Analog Input	
Converter type	Successive approximation
Analog inputs	8 single-ended, 4 differential, software selectable
Input resolution	
NI USB-6008	12 bits differential, 11 bits single-ended
NI USB-6009	14 bits differential, 13 bits single-ended
Max sampling rate (aggregate) <sup>1</sup>	
NI USB-6008	10 kS/s
NI USB-6009	48 kS/s
AI FIFO	512 bytes
Timing resolution	41.67 ns (24 MHz timebase)
Timing accuracy	100 ppm of actual sample rate
Input range	
Single-ended	±10 V
Differential	±20 V <sup>2</sup> , ±10 V, ±5 V, ±4 V, ±2.5 V, ±2 V, ±1.25 V, ±1 V
Working voltage	±10 V
Input impedance	144 kΩ
Overvoltage protection	±35
Trigger source	Software or external digital trigger
System noise <sup>3</sup>	
Single-ended	
±10 V range	5 mVrms
Differential	
±20 V range	5 mVrms
±1 V range	0.5 mVrms

Absolute accuracy at full scale, single-ended		
Range	Typical at 25 °C (mV)	Maximum over Temperature (mV)
±10	14.7	138

Absolute accuracy at full scale, differential <sup>4</sup>		
Range	Typical at 25 °C (mV)	Maximum over Temperature



		(mV)
±20	14.7	138
±10	7.73	84.8
±5	4.28	58.4
±4	3.59	53.1
±2.5	2.56	45.1
±2	2.21	42.5
±1.25	1.70	38.9
±1	1.53	37.5

#### Analog Output


Analog outputs	2
Output resolution	12 bits
Maximum update rate	150 Hz, software-timed
Output range	0 to +5 V
Output impedance	50 $\Omega$
Output current drive	5 mA
Power-on state	0 V
Slew rate	1 V/ $\mu$ s
Short circuit current	50 mA
Absolute accuracy (no load)	7 mV typical, 36.4 mV maximum at full scale

#### Digital I/O

Digital I/O	
P0.<0..7>	8 lines
P1.<0..3>	4 lines
Direction control	Each channel individually programmable as input or output
Output driver type	
NI USB-6008	Open collector (open-drain)
NI USB-6009	Each channel individually programmable as active drive (push-pull) or open collector (open-drain)
Compatibility	TTL, LVTTTL, CMOS
Absolute maximum voltage range	-0.5 to 5.8 V with respect to GND
Pull-up resistor	4.7 k $\Omega$ to 5 V
Power-on state	Input

Digital logic levels			
Level	Min	Max	Units
Input low voltage	-0.3	0.8	V
Input high voltage	2.0	5.8	V
Input leakage current	—	50	$\mu$ A
Output low voltage (I = 8.5 mA)	—	0.8	V
Output high voltage			
Active drive (push-pull), I = -8.5 mA	2.0	3.5	V
Open collector (open-drain), I = -0.6 mA, nominal	2.0	5.0	V
Open collector (open-drain), I = -8.5 mA, with external pull-up resistor	2.0	—	V



External Voltage	
+5 V output (200 mA maximum)	+5 V typical, +4.85 V minimum
+2.5 V output (1 mA maximum)	+2.5 V typical
+2.5 V accuracy	0.25% max
Reference temperature drift	50 ppm/°C max
Counter	
Number of counters	1
Resolution	32 bits
Counter measurements	Edge counting (falling-edge)
Counter direction	Count up
Pull-up resistor	4.7 kΩ to 5 V
Maximum input frequency	5 MHz
Minimum high pulse width	100 ns
Minimum low pulse width	100 ns
Input high voltage	2.0 V
Input low voltage	0.8 V
Power Requirements	
USB	
4.10 to 5.25 VDC	80 mA typical, 500 mA max
USB suspend	300 μA typical, 500 μA max
Physical Characteristics	
Dimensions	
Without connectors	6.35 cm × 8.51 cm × 2.31 cm (2.50 in. × 3.35 in. × 0.91 in.)
With connectors	8.18 cm × 8.51 cm × 2.31 cm (3.22 in. × 3.35 in. × 0.91 in.)
I/O connectors	USB series B receptacle, (2) 16 position terminal block plug headers
Weight	
With connectors	84 g (3 oz)
Without connectors	54 g (1.9 oz)
Screw-terminal wiring	16 to 28 AWG
Torque for screw terminals	0.22–0.25 N · m (2.0–2.2 lb · in.)
Safety	
If you need to clean the module, wipe it with a dry towel.	
Safety Voltages	
Connect only voltages that are within these limits.	
Channel-to-GND	±30 V max, Measurement Category I
Measurement Category I is for measurements performed on circuits not directly connected to the electrical distribution system referred to as MAINS voltage. MAINS is a hazardous live electrical supply system that powers equipment. This category is for measurements of voltages from specially protected secondary circuits. Such voltage measurements include signal levels, special equipment, limited-energy parts of equipment, circuits powered by regulated low-voltage sources, and electronics.	
 <b>Caution</b>	Do not use this module for connection to signals or for measurements within Measurement Categories II, III, or IV.
Safety Standards	
This product is designed to meet the requirements of the following standards of safety for electrical equipment for measurement, control, and laboratory use:	
• IEC 61010-1, EN 61010-1	
• UL 61010-1, CSA 61010-1	
<b>Note</b> For UL and other safety certifications, refer to the product label or visit <a href="https://www.ni.com/certification">ni.com/certification</a> , search by model number or product line, and click the appropriate link in	



the Certification column.	
<b>Hazardous Locations</b>	
The NI USB-6008/6009 device is not certified for use in hazardous locations.	
<b>Environmental</b>	
The NI USB-6008/6009 device is intended for indoor use only.	
Operating temperature	
(IEC 60068-2-1 and IEC 60068-2-2)	0 to 55 °C
Operating humidity	
(IEC 60068-2-56)	5 to 95% RH, noncondensing
Maximum altitude	2,000 m (at 25 °C ambient temperature)
Storage temperature	
(IEC 60068-2-1 and IEC 60068-2-2)	–40 to 85 °C
Storage humidity	
(IEC 60068-2-56)	5 to 90% RH, noncondensing
Pollution Degree (IEC 60664)	2
<b>Electromagnetic Compatibility</b>	
This product is designed to meet the requirements of the following standards of EMC for electrical equipment for measurement, control, and laboratory use:	
<ul style="list-style-type: none"><li>• EN 61326 EMC requirements; Minimum Immunity</li><li>• EN 55011 Emissions; Group 1, Class A</li><li>• CE, C-Tick, ICES, and FCC Part 15 Emissions; Class A</li></ul>	
 <b>Note</b> For EMC compliance, operate this device with double-shielded cables.	
<b>CE Compliance</b>	
This product meets the essential requirements of applicable European Directives, as amended for CE marking, as follows:	
<ul style="list-style-type: none"><li>• 2006/95/EC; Low-Voltage Directive (safety)</li><li>• 2004/108/EC; Electromagnetic Compatibility Directive (EMC)</li></ul>	
 <b>Note</b> Refer to the Declaration of Conformity (DoC) for this product for any additional regulatory compliance information. To obtain the DoC for this product, visit <a href="http://ni.com/certification">ni.com/certification</a> , search by module number or product line, and click the appropriate link in the Certification column.	
<b>Environmental Management</b>	
National Instruments is committed to designing and manufacturing products in an environmentally responsible manner. NI recognizes that eliminating certain hazardous substances from our products is beneficial not only to the environment but also to NI customers.	
For additional environmental information, refer to the <i>NI and the Environment</i> Web page at <a href="http://ni.com/environment">ni.com/environment</a> . This page contains the environmental regulations and directives with which NI complies, as well as other environmental information not included in this document.	
<b>Waste Electrical and Electronic Equipment (WEEE)</b>	
 <b>EU Customers</b> At the end of their life cycle, all products <i>must</i> be sent to a WEEE recycling center. For more information about WEEE recycling centers and National Instruments WEEE initiatives, visit <a href="http://ni.com/environment/weee.htm">ni.com/environment/weee.htm</a> .	
<b>电子信息产品污染控制管理办法（中国 RoHS）</b>	
 <b>中国客户</b> National Instruments 符合中国电子信息产品中限制使用某些有害物质指令 (RoHS)。 关于 National Instruments 中国 RoHS 合规性信息，请登录 <a href="http://ni.com/environment/rohs_china">ni.com/environment/rohs_china</a> 。 (For information about China RoHS compliance, go to <a href="http://ni.com/environment/rohs_china">ni.com/environment/rohs_china</a> .)	
<sup>1</sup> System dependent.	
<sup>2</sup> ±20 V means that  AI+ – (AI–)  ≥ 20 V. However, AI+ and AI– must both be within ±10 V of GND.	
<sup>3</sup> System noise measured at maximum sample rate.	
<sup>4</sup> Input voltages may not exceed the working voltage range.	
<a href="#">Back to Top</a>	

©2010 National Instruments. All rights reserved. CompactRIO, CVI, FieldPoint, LabVIEW, Measurement Studio, National Instruments, National Instruments Alliance Partner, NI, ni.com, NI-DAQ, and SignalExpress are trademarks of National Instruments. The mark LabWindows is used under a license from Microsoft Corporation. Windows is a registered trademark of Microsoft Corporation in the United States and other countries. Other product and company names listed are trademarks or trade names of their respective companies. A National Instruments Alliance Partner is a business entity independent from National Instruments and has no agency, partnership, or joint-venture relationship with National Instruments.

Mi Perfil | RSS | Privacidad | Aviso Legal | Comuníquese con NI © 2012 National Instruments Corporation. All rights reserved.



## A5.2 Fotodetector PDA 10CS-EC InGaAs de Thorlabs Inc.



P.O. Box 366, 435 Route 206H, Newton, NJ 07860  
Ph (973) 579-7227, Fax (973) 300-3600, <http://www.thorlabs.com>



### PDA10CS Operating Manual - Switchable Gain, Amplified InGaAs Detector

#### Description:

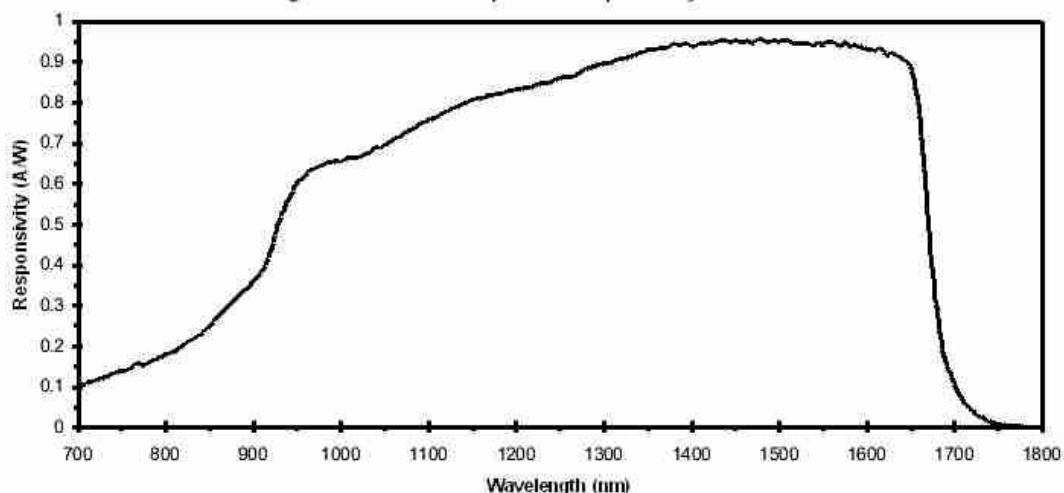
The PDA10CS is an amplified, switchable-gain, InGaAs detector designed for detection of light signals over 700 – 1800nm wavelength range. An eight-position rotary switch allows the user to vary the gain in 10 dB steps. A buffered output drives 50 $\Omega$  load impedances up to 5 volt. The PDA10CS housing includes a removable threaded coupler (SM1T1) and retainer ring (SM1RR) that is compatible with any number of Thorlabs 1" threaded accessories. This allows convenient mounting of external optics, light filters, apertures, as well as providing an easy mounting mechanism using the Thorlabs cage assembly accessories.

The PDA10CS has two #8-32 tapped mounting holes with a 0.25" mounting depth and includes a 120VAC power AC/DC supply. The PDA10CS-EC has two M4 tapped mounting holes and includes a 230VAC AC/DC power supply.

#### Specifications:

General Specifications			
Detector:	InGaAs PIN	Gain Switch:	8-Pos Rotary
Active Area:	$\varnothing 1\text{mm}$ (0.8mm <sup>2</sup> )	On / Off Switch:	Slide
Surface Depth:	0.07" (1.9mm)	Output:	BNC
Wavelength Range:	700-1800nm	Optical Head Size:	2.76" x 2.06" x 0.88" 70.1 x 52.3 x 22.4 mm
Peak Wavelength ( $\lambda_p$ ):	1550nm	Weight <sup>3</sup> :	0.15 / 2.1lbs
Peak Response:	0.95 A/W @ $\lambda_p$	Accessories:	SM1T1, SM1RR
Output Voltage <sup>1</sup> (50 $\Omega$ ):	0-5V	AC Power Supply:	AC-DC Converter
(Hi-Z):	0-10V	Power Supply	31W
Output Impedance:	50 $\Omega$	Input Power <sup>4</sup> :	100-120VAC, 50-60Hz (220-240VAC -EC)
Max Output Current:	100mA	Storage Temp:	-55 to 125 °C
Load Impedance:	50 $\Omega$ – Hi-Z	Operating Temp:	0 to 40 °C
Gain Adj. Range:	70dB		
Gain Steps:	8x 10dB steps		

Figure 1 – PDA10CS Spectral Responsivity







Performance Specifications			
0dB Setting		40dB Setting	
Gain <sup>1</sup> (Hi-Z):	$1.51 \times 10^{-3}$ V/A $\pm 2\%$	Gain <sup>1</sup> (Hi-Z):	$1.51 \times 10^{-5}$ V/A $\pm 2\%$
(50 $\Omega$ ):	$0.75 \times 10^{-3}$ V/A $\pm 2\%$	(50 $\Omega$ ):	$0.75 \times 10^{-5}$ V/A $\pm 2\%$
Bandwidth:	17MHz	Bandwidth:	320kHz
Noise (RMS):	600 $\mu$ V	Noise (RMS):	300 $\mu$ V
NEP (@ $\lambda_0$ ):	$6 \times 10^{-11}$ W/ $\sqrt{\text{Hz}}$	NEP (@ $\lambda_0$ ):	$1.4 \times 10^{-12}$ W/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Offset:	5mV (10mV max)	Offset:	10mV (20mV max)
10dB Setting		50dB Setting	
Gain <sup>1</sup> (Hi-Z):	$4.75 \times 10^{-3}$ V/A $\pm 2\%$	Gain <sup>1</sup> (Hi-Z):	$4.75 \times 10^{-5}$ V/A $\pm 2\%$
(50 $\Omega$ ):	$2.38 \times 10^{-3}$ V/A $\pm 2\%$	(50 $\Omega$ ):	$2.38 \times 10^{-5}$ V/A $\pm 2\%$
Bandwidth:	8.5MHz	Bandwidth:	90kHz
Noise (RMS):	320 $\mu$ V	Noise (RMS):	475 $\mu$ V
NEP (@ $\lambda_0$ ):	$1 \times 10^{-11}$ W/ $\sqrt{\text{Hz}}$	NEP (@ $\lambda_0$ ):	$1.5 \times 10^{-12}$ W/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Offset:	6mV (12mV max)	Offset:	15mV (40mV max)
20dB Setting		60dB Setting	
Gain <sup>1</sup> (Hi-Z):	$1.5 \times 10^{-4}$ V/A $\pm 2\%$	Gain <sup>1</sup> (Hi-Z):	$1.5 \times 10^{-6}$ V/A $\pm 5\%$
(50 $\Omega$ ):	$0.75 \times 10^{-4}$ V/A $\pm 2\%$	(50 $\Omega$ ):	$0.75 \times 10^{-6}$ V/A $\pm 5\%$
Bandwidth:	1.9MHz	Bandwidth:	33kHz
Noise (RMS):	310 $\mu$ V	Noise (RMS):	850 $\mu$ V
NEP (@ $\lambda_0$ ):	$3 \times 10^{-12}$ W/ $\sqrt{\text{Hz}}$	NEP (@ $\lambda_0$ ):	$1.5 \times 10^{-12}$ W/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Offset:	6mV (15mV max)	Offset:	20mV (75mV max)
30dB Setting		70dB Setting	
Gain <sup>1</sup> (Hi-Z):	$4.75 \times 10^{-4}$ V/A $\pm 2\%$	Gain <sup>1</sup> (Hi-Z):	$4.75 \times 10^{-6}$ V/A $\pm 5\%$
(50 $\Omega$ ):	$2.38 \times 10^{-4}$ V/A $\pm 2\%$	(50 $\Omega$ ):	$2.38 \times 10^{-6}$ V/A $\pm 5\%$
Bandwidth:	775kHz	Bandwidth:	12 kHz
Noise (RMS):	300 $\mu$ V	Noise (RMS):	1.5mV
NEP (@ $\lambda_0$ ):	$1.25 \times 10^{-12}$ W/ $\sqrt{\text{Hz}}$	NEP (@ $\lambda_0$ ):	$2 \times 10^{-12}$ W/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Offset:	8mV (15mV max)	Offset:	40mV (200mV max)

Note 1: The PDA10CS has a 50 $\Omega$  series terminator resistor (i.e. in series with amplifier output). This forms a voltage divider with any load impedance (e.g. 50 $\Omega$  load divides signal in half).

2: All measurements performed with a 50 $\Omega$  load unless stated otherwise.

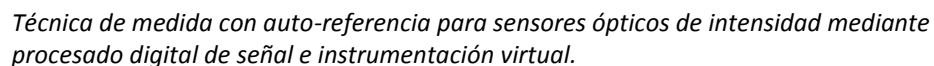
3: Detector Package / Power Supply.

4: Although the power supply is rated for 31W the PDA10CS actual usage is <5W over the full operating range.

## Setup

- Unpack the optical head, install a Thorlabs TR-series  $\frac{1}{8}$ " diameter post into one of the #8-32 (M4 on -EC version) tapped holes, located on the bottom and side of the head, and mount into a PH-series post holder.
- Connect the power supply 3-pin plug into the power receptacle on the PDA10CS.
- Plug the power supply into a 50-60Hz, 100-120VAC outlet (220-240VAC for -EC version).
- Attach a 50 $\Omega$  coax cable (i.e. RG-58U) to the output of the PDA. When running cable lengths longer than 12" we recommend terminating the opposite end of the coax with a 50 $\Omega$  resistor (Thorlabs p/n T4119) for maximum performance. Connect the remaining end to a measurement device such as an oscilloscope or high speed DAQ card. **Caution:** Many high speed oscilloscopes have input impedances of 50 $\Omega$ . In this case, do not install a 50 $\Omega$  terminator. The combined loads will equal 25 $\Omega$  which could allow ~135mA of output current. This will damage the output driver of the PDA10CS.
- Power the PDA10CS on using the power switch located on the top side of the unit.
- Install any desired filters, optics, adapters, or fiber adapters to the input aperture. **Caution:** The PDA10CS was designed to allow maximum accessibility to the photodetector by having the front surface of the diode flush with the outside of the PDA housing. When using fiber adapters, make sure that the fiber ferrule does not crash into the detector. Failure to do so may cause damage to the diode and / or the fiber. An easy way to accomplish this is to install a SM1RR retaining ring (included with the PDA10CS) inside the 1" threaded coupler *before* installing the fiber adapter.
- Apply a light source to the detector. Adjust the gain to the desired setting.





Technical drawing of the FDR1003 InGaAs Amplified Detector, showing three views: a top view, a side view, and a front view.

**Top View:**

- Detector Surface
- Detector Surface Diameter: 30.1 (1.18)
- Mounting Hole Diameter: 30.2 (1.19)

**Side View:**

- Height: 22.4 (0.88)
- Width: 30.1 (1.18)

**Front View:**

- Height: 22.4 (0.88)
- Width: 30.1 (1.18)
- Power Supply Connector
- LED Power Indicator
- Output Terminal
- 0.035-40 External Thread
- 0.035-40 Internal Thread
- 0.035-40 External Thread
- 0.035-40 External Thread

**Labels:**

- INTELLASIS
- www.intellis.com
- FDR1003
- InGaAs Amplified Detector
- 700 - 1800nm

[illegible]

## A5.3 Generador de funciones TG320 de Thurlby Thandar Instruments Ltd.

### TG315, TG320, TG330 function generators

#### A state-of-the-art instrument

The function generator is one of the most versatile pieces of test & measurement instrumentation available.

It can generate a variety of precision waveshapes over a range of frequencies from mHz to MHz. It can provide a wide range of controlled amplitudes from a low-impedance source, and maintain constant amplitude as the frequency is varied.

Voltage control of frequency enables a source of swept frequency to be generated for frequency response testing. Modulation can also be added.

The TG300 series represents the state-of-the-art in low-cost analogue function generators.

#### Exceptional waveform quality

The TG300 series provides very high waveform quality under all conditions.

That means low sinewave distortion, low aberration triangle waves and fast-edged square waves with low overshoot.

Unlike many competitive products good waveform quality is maintained throughout the frequency range and at low output levels.

#### Variable symmetry for pulse and ramp waveforms

The TG300 series provides bi-directional variable symmetry from 1:9 to 9:1. Unlike some products, frequency is independent of symmetry setting.

#### Wide range level control

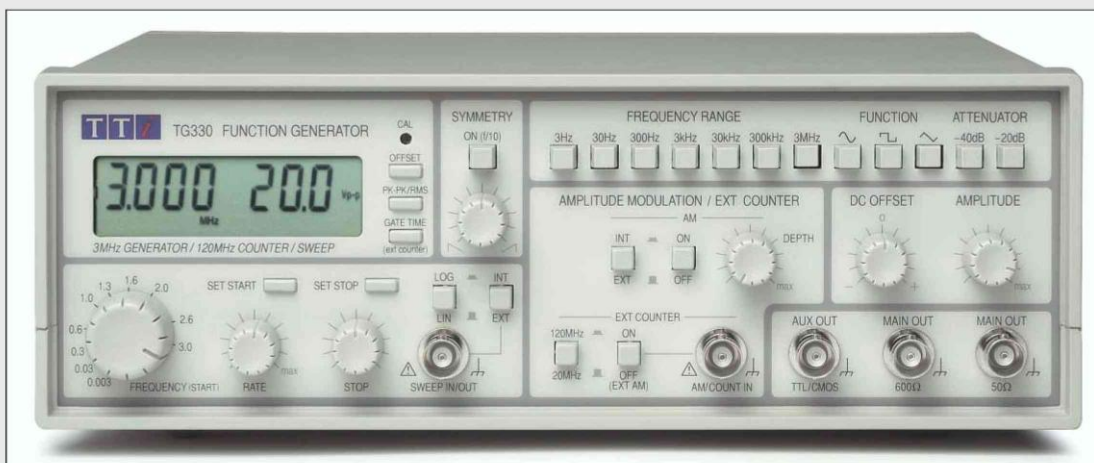
The TG300 series provides a main output with a maximum emf of 20V pk-pk from a 50Ω or 600Ω source.

An amplitude vernier with a range of 20dB is combined with two switched attenuators of -20dB and -40dB to provide levels down to 2mV pk-pk unterminated.

Variable DC offset of  $\pm 10V$  is available via a centre detent control. An auxiliary output provides a fixed 0V to +5V level suitable for driving both TTL and CMOS loads.

#### Wide sweep range

Each range can be swept by at least 1000:1 either manually or via the external sweep input.



- ▶ 0.03Hz to 3MHz frequency range
- ▶ Simultaneous display of frequency & amplitude
- ▶ External 7 digit 120MHz frequency counter (not TG315)
- ▶ Very high waveform quality at all frequencies & levels
- ▶ 2mV to 20V pk-pk from 50 Ω or 600 Ω
- ▶ Auxiliary TTL/CMOS output
- ▶ Variable symmetry with constant frequency
- ▶ Variable DC offset with zero detent
- ▶ 1000:1 frequency change by vernier or sweep voltage
- ▶ Precision internal linear or logarithmic sweep (TG330)
- ▶ Internal or external amplitude modulation (TG330)

#### A choice of three models

##### TG315

The TG315 includes dual digital display of frequency and amplitude, along with the basic generator functions of sine, square & triangle waveforms, variable DC offset, variable symmetry and an external sweep input.

##### TG320

The TG320 adds an external frequency counter with up to 7 digits of resolution covering 5Hz to 120MHz.

##### TG330

The TG330 has all the features of the TG320 plus an internal sweep generator with linear or log sweep, variable sweep rate and a sweep output socket.

It also offers internal or external amplitude modulation.



## Technical Specifications

### FREQUENCY

Frequency Range: 0.03Hz to 3MHz in 7 overlapping decade ranges with fine adjustment by a vernier.  
Vernier Range: 1000:1 on each range.

### OPERATING MODES

Specifications apply for the top decade of each frequency range and maximum output into 50 $\Omega$  termination.

#### SINE

Distortion: <0.5% on 300, 3k and 30k ranges; <1% on 3, 30 and 300k ranges; all harmonics >25dB below fundamental on 3M range.

Amplitude Flatness:  $\pm 0.2$ dB to 200kHz;  $\pm 2$ dB to 3MHz.

#### TRIANGLE

Linearity: Better than 99% to 200kHz

#### SQUARE WAVE

Rise/Fall Times: <100ns

Mark - Space Ratio: 1:1  $\pm$  1% to 100kHz

#### DC

Range:  $\pm 10$ V untermated

#### SYMMETRY

Symmetry Range: Variable typically 1:9 to 9:1 (on top decade of each range), frequency divided by 10.

### METER FUNCTIONS (generator mode)

Frequency: Auto-ranging reciprocal measurement giving 4 digit resolution for frequencies down to 1Hz; maximum resolution is 0.001Hz. Accuracy  $\pm 1$  digit for 0.2Hz to 3MHz. Below 0.2Hz accuracy is  $\pm 1\%$  of range full scale (symmetry off).

Amplitude: Display shows peak-to-peak amplitude or rms value. Display corrected for attenuator setting. 3-digit resolution, accuracy typically 5% of range. Clipping indicator on display.

DC Offset: 3-digit resolution; accuracy typically  $\pm 2\%$  of setting  $\pm 1$  digit. Display corrected for attenuator setting. Clipping indicator on display.

### OUTPUTS

#### MAIN - 50 Ohm

Amplitude 2mV to 20V peak-peak open circuit (1mV to 10V peak-peak into 50 $\Omega$ ) in four switch-selectable ranges with 20dB vernier control within each range

Attenuator Ranges: 0dB, -20dB, -40dB, -60dB

DC Offset Range:  $\pm 10$ V from 50 $\Omega$ . DC offset plus signal peak limited to  $\pm 10$ V ( $\pm 5$ V into 50 $\Omega$ ). DC offset plus waveform attenuated proportionally by the attenuator.

MAIN - 600 Ohm Alternative output socket offering the same facilities as the 50 $\Omega$  socket.

AUX OUT 0 to 5V TTL/CMOS logic levels capable of driving 2 standard TTL loads. Frequency, symmetry and phase as main outputs

SWEEP OUT 3V ramp from 600 $\Omega$  (TG330 only)

### EXTERNAL COUNTER (TG320 and TG330 only)

Frequency Ranges: 5Hz to 25MHz and 20MHz to 120MHz, fully autoranging to maximum resolution

Input Sensitivity: 50mV rms (sinewave)

Input Impedance: 1M $\Omega$ /25pF

Measurement Time: Selectable 0.5s or 5s

Resolution: 6 digits in 0.5s; 7 digits in 5s

Accuracy:  $\pm 1$  digit  $\pm$  timebase accuracy

Timebase Accuracy:  $\pm 10$ ppm initial error;  $\pm 5$ ppm/year ageing rate; typically less than 0.5ppm/C. Adjustment point for closed-case recalibration

### SWEEP MODES

#### EXTERNAL

Input Impedance: 10k $\Omega$

Input Sensitivity: 0 to 3V for 1000:1 sweep

Max. Input Voltage:  $\pm 10$ V

Sweep Linearity: Better than 1%

Max. Slew Rate: 0.1V/us

#### INTERNAL (TG330 only)

Sweep Range: 1000:1 within each range.

Sweep Rate: Adjustable, typically 20ms to 20 secs.

Sweep Mode: Linear or logarithmic. Sweep start and stop frequencies displayed at the press of a button.

Sweep Output: 3V ramp from 600 $\Omega$ .

### AMPLITUDE MODULATION (TG330 only)

Depth: Variable 0 to 100% typical.

Frequency: 400Hz (internal). DC to 20kHz (external).

External Sensitivity: Approximately 2V peak-to-peak for 50% modulation. Input impedance 40k $\Omega$ .

### GENERAL

#### CASING

Moulded ABS case with tilt stand.

#### POWER REQUIREMENTS

Input Voltage: 220 to 240 volts AC nominal 50/60Hz or 110 to 120 volts AC nominal 50/60Hz by rear panel adjustment. Installation category II.

Power Consumption: 25VA max.

#### TEMPERATURE & ENVIRONMENTAL

Operating Temp.

Range: +5C to +40C, 20% to 80% RH.

Storage Temp.

Range: -10C to +65C

Environmental: Indoor use at altitudes up to 2000m.

Pollution degree 2.

SIZE 260(W) x 88(H) x 235(D)mm (10.2 x 3.4 x 9.2"), excluding handle and feet.

WEIGHT 1.9kg (4.2lb)

SAFETY Complies with EN61010-1.

EMC Complies with EN61326.

Thurlby Thandar Instruments Ltd. operates a policy of continuous development and reserves the right to alter specifications without prior notice.

Designed and built in Europe by:



Thurlby Thandar Instruments Ltd.

Glebe Road, Huntingdon. Cambs. PE29 7DR United Kingdom (UK)

Tel: +44 (0)1480 412451 Fax: +44 (0)1480 450409

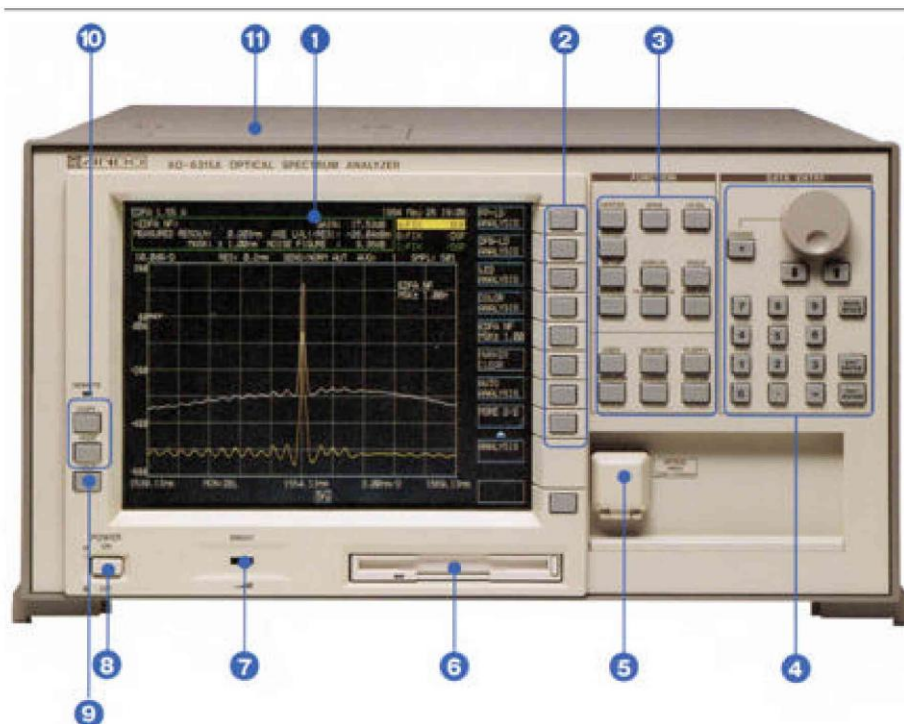
Email: sales@tti-test.com Web: www.tti-test.com

82100-0095



## A5.4 Analizador de espectro óptico AQ6315a de Yokogawa Electric Corporation.

### Manual-Free Operation



**1-9.4-inch color liquid crystal display** Displays all information such as measurement waveforms, measurement conditions and measured data.

**2-Function keys and window menus** Used to select and execute various measurement conditions, corresponding to main functions switches.

**3-Main function select switch** All measurement settings

**4-Data entry selection** Used to input data, such as rotary knob, step key and ten-key pad.

**5-Optical input connector**

**6-3.5-inch floppy disk drive** Supports both 1.2MB and 1.44MB disks. Data can be saved on both text file and graphic file (BMP, TIFF) formats.

**7-Intensity** Adjust the display intensity.

**8-Power switch**

**9-Help key** Used to verify the actions of various function keys.

**10-Used to output data to the internal printer and external plotter.**

**11-Internal printer** Used to quickly output screen hard copies.



## Specifications

		Single-pass monochromator mode	Double-pass monochromator mode
Applicable fiber		SM to 800 $\mu$ m diameter fiber	SM, GI (50/62.5 $\mu$ m)
Measurement wavelength range		350 to 1750nm	
Wavelength span		0 to 1500nm	
Wavelength accuracy		$\pm 0.5$ nm (25 $\pm$ 5°C, 10/125 SM fiber) $\pm 0.05$ nm (1510 to 1570nm, 10/125 SM fiber)	
Wavelength linearity		$\pm 0.02$ nm (1510 to 1570nm, 10/125 SM fiber)[1]	
Wavelength reproducibility		$\pm 0.005$ nm (1 minute)	
Wavelength resolution		0.05 to 10nm	
Measurement level range [2]		-90 to +20dBm (1000 to 1600nm) -85 to +20dBm (600 to 1000nm) -75 to +20dBm (350 to 1750nm)	-85 to +20dBm (1200 to 1600nm) -80 to 20dBm (600 to 1200nm) -65 to +20dBm (350 to 1750nm)
Level accuracy [3]		$\pm 0.3$ dB (at 633/1310/1550nm)	
Polarization dependency [4]		$\pm 0.1$ dB (at 1310/1550nm)	
Linearity [5]		$\pm 0.05$ dB (0 to -40dBm), $\pm 0.2$ dN (0 to -60dBm)	
Level scale		0.1 to 10dB/div. And linear	
Dynamic range (stray light level) [6]		40dB ( $\pm$ 1nm, 633/1152/1523nm) 35dB ( $\pm$ 0.5nm, 633/1152/1523nm)	70dB ( $\pm$ 1nm, 633/1152/1523nm) 60dB ( $\pm$ 0.5nm, 633/1152/1523nm)
Sweep time [7]		0.5 s. or less (span 500nm or less) 2.5 s. or less (full span)	
Functions	Measurement	Automatic measurement, marker-to-marker sweep measurement, averaging, pulsed light measurement function. Power meter function	
	Display	3D display, split (dual) display	
	Individual 3 trace memories	Max./min. hold, data calculation (addition, subtraction, division), normalize, Dominant, curve-fit display, power density display function, dBm/km, % level scale	
	Data analysis	Peak/bottom searches, spectral width search, SMSR search. Marker to marker power measurement function, optical amplifier NF measurement function, color analysis function, WDM analysis function, notch width measurement function	
Other		Program function (200 steps $\times$ 20 programs), wavelength calibration function, calendar/date function, help function, user key define function, label function	
Optical output [8]		Resolution setting range: 0.05 to 10nm Insertion loss: 20dB or less (1310/1550nm) Optical fiber: GI 50/125 $\mu$ m	
Memory	FDD	Traces, analysis data and programs on 3.5-inch FD (1.2/1.44Mbyte)	
	Internal memory	Traces and measurement conditions (32 traces), 20 programs	
Data Output	Printer	High-speed built-in printer	
	Plotter	Direct output to XY plotter	
Interfaces	GP-IB	2 ports	
	Other	Sweep trigger input (TTL), sample trigger input (TTL), sample trigger output (TTL) Sample enable input (TTL), 270Hz output (TTL), analog output (0-5V), Video output (VGA compatible)	
Display		9.4-inch color LCD, resolution 640 $\times$ 480 dots	
Optical input connector		FC (standard) SC, D4, W/E, ST, DIN, etc.	
Power requirements		AC100V to 120V, 200V to 240V, 48 to 83Hz, approx. 200VA	
Environment		Operating temperatures: 5°C to 40°C Storage temperatures: -10°C to 50°C Humidity: 80% or less (no condensation)	
Dimensions and mass		Approx. 425 (W) $\times$ 222 (H) $\times$ 450 (W) mm, approx. 30kg	
Accessories		Power cord: 1ea, 3.5-inch FD: 2ea, recording paper: 2ea, instruction manual: 1ea	

Note that device adapters, quartz cells for liquid measurement, parallel beam mounts, and white light sources are optional. Please consult with your vendor separately.

\*These specifications are for products delivered later than October 1997

NOTE:

[1] After power-on and more than two hours of warm-up, within 24 hours from wavelength calibration with 1523nm HE-NE laser.

[2] At 25  $\pm$  5°C. Resolution 0.5nm or more.

[3] 10/125 SM fiber, 25  $\pm$  5°C, input level -30dBm or more

[4] 10/125 SM fiber, 25  $\pm$  5°C, resolution 0.5nm or more

[5] 25  $\pm$  5°C, sensitivity HIGH 3.

[6] 10/125 SM fiber, 25  $\pm$  5°C, resolution 0.05nm, excluding high-order and low-order harmonics

[7] Single-trace display, sampling points: 501, sensitivity NORMAL HOLD. Average time: 1, no changes of diffraction order within sweep range except the full span

[8] AQ6315B only

Specifications are subject to change without notice.



## A5.5 Osciloscopio TDS-3052 de Tektronix, Inc.



### DIGITAL PHOSPHOR OSCILLOSCOPES

TDS 3012 • TDS 3014 • TDS 3032 • TDS 3034 • TDS 3052 • TDS 3054



#### FEATURES AND BENEFITS

- 500 MHz, 300 MHz, and 100 MHz Bandwidths
- Sample Rates up to 5 GS/s
- 2 or 4 Channels
- Full VGA Color LCD on all Models
- Built-in Floppy Disk Drive For Easy Storage and Documentation
- 21 Automatic Measurements
- Centronics Port Standard on all Models for Quick, Convenient Hardcopies
- 9-bit Vertical Resolution
- Multi-Language User Interface
- QuickMenu User Interface Mode for Quick, Easy Operation
- Advanced Triggers, such as, Glitch, Width, and Logic
- Telecommunications Mask Testing (TMT)
- Fast Fourier Transform (FFT) for Frequency and Harmonic Analysis
- Extended Video Application Module
- Support for Active Probes, Differential Probes, and Current Probes that Provide Automatic Scaling and Units

#### APPLICATIONS

- Telecommunications Manufacturing (Telecom Mask Test Application Module for Pass/Fail Compliance of ITU-T G.703 and ANSI T1.102 (Up to STS-1 Rates) Standards)
- Digital Design and Debug
- Video Design and Service (Video Application Modules Offer Line Count, HDTV and Custom Video Trigger, Video Display Graticules, SDI to Analog Video Conversion with Composite and Component Outputs, Video Picture Identification and Vectorscope)
- Industrial Electronic Design
- Power Supply Design
- Connected Instrumentation (10Base-T LAN, GPIB and VGA Modules with RS-232)
- Highly Mobile Environments (Optional Battery Pack for Convenient Use in the Field or Away from the Bench)

#### THE TDS 3000 SERIES OF DIGITAL PHOSPHOR OSCILLOSCOPES

The TDS 3000 oscilloscopes are the lowest priced, most portable Digital Phosphor Oscilloscopes (DPOs). Now every design engineer and technician can take advantage of the tremendous benefits of DPOs. DPOs deliver a new level of insight that makes dealing with complex signals simple. DPOs display, store, and analyze, in real-time three dimensions of signal information: amplitude, time, and distribution of amplitude over time.

#### BENEFITS OF DPO

DPOs have an intensity graded color display that provides information about the frequency of occurrence of signal amplitudes and widths. This helps the user locate and characterize waveform anomalies that can be elusive on traditional Digital Storage Oscilloscopes. The fast update rate of DPOs also makes it easier to capture and display infrequent waveforms or waveform variations.

**Tektronix®**





#### QUICK TO LEARN AND QUICK TO USE

The TDS 3000 Series graphical user interface offers a new operating mode called QuickMenu. This quick access user interface makes the main oscilloscope controls accessible with a push of a single button. Included with every scope is an On-Line Tour disk that runs in the oscilloscope. This disk gives an overview of the product's operation and capabilities.

#### FLEXIBLE FEATURES FOR EVERY APPLICATION

The portable form factor allows the instrument to go wherever it is needed. The Communication and Application Modules enable the instrument to be configured for specific applications or upgraded without returning it to the manufacturer. The TekProbe® Level II interface provides power to a range of application specific accessories.

#### APPLICATION MODULES

With the application module concept, the TDS 3000 Series can be easily adapted to the needs of the user. These modules are easily installed by the user. At power on the scope indicates which modules are installed. Currently, there are five application modules available for the TDS 3000 Series – a telecommunications mask test module, an FFT module, an advanced trigger module, a 601 digital video module and an extended video module. In addition, there are three communication modules available – a 10Base-T LAN/RS-232 module, a GPIB/RS-232 module and a VGA/RS-232 module. Centronics port is standard.

#### CHARACTERISTICS

##### TDS 3000 SERIES ELECTRICAL CHARACTERISTICS

	TDS 3012	TDS 3032	TDS 3052	TDS 3014	TDS 3034	TDS 3054
Bandwidth	100 MHz	300 MHz	500 MHz	100 MHz	300 MHz	500 MHz
Channels	2	2	2	4	4	4
Sample Rate on Each Channel	1.25 GS/s	2.5 GS/s	5 GS/s	1.25 GS/s	2.5 GS/s	5 GS/s
Maximum Record Length	10K points on all models					
Vertical Resolution	9-bits on all models					
Vertical Sensitivity (/div)	1 mV-10 V on all models					
Vertical Accuracy	±2% on all models*					
Max Input Voltage (1 MΩ)	150VRMS CAT I on all models					
Position Range	± 5 div on all models					
BW Limit	20 MHz	20, 150 MHz	20, 150 MHz	20 MHz	20, 150 MHz	20, 150 MHz
Input Coupling	AC, DC, GND on all models					
Input Impedance Selections	1 MΩ in parallel with 13 pF, or 50 Ω					
Time Base/Range (/div)	4 ns – 10 s/div	2 ns – 10 s/div	1 ns – 10 s/div	4 ns – 10 s/div	2 ns – 10 s/div	1 ns – 10 s/div
Accuracy	200 ppm	200 ppm	200 ppm	200 ppm	200 ppm	200 ppm
Display Monitor	Color LCD					

\* Derated at 0.07%/°C for temperatures above +28°C and below +18°C.

#### ACQUISITION MODES

Peak Detect – High frequency and random glitch capture. Captures glitches as narrow as 1 ns.  
Sample – Sample data only.  
Envelope – Max/Min values acquired over one or more acquisitions.  
Average – Waveform data from 2 to 572 (selectable) acquisitions is averaged.  
Single Sequence – Use SINGLE SEQUENCE button to capture a single triggered acquisition sequence at a time.

#### TRIGGER SYSTEM

Main Trigger Modes – Auto (supports Roll Mode for 40 ms/div and slower), Normal.  
B Trigger – Trigger after time or events.  
Trigger After Time Range – 13.2 ns to 50 s.  
Trigger After Events Range – 1 to 9,999,999 events.  
External Trigger Input (available on TDS 30X2 only) – >1 MΩ in parallel with 17 pF; Max input voltage is 150 VRMS.

#### TRIGGER TYPES

Edge – Conventional level-driven trigger. Positive or negative slope on any channel. Coupling selections: DC, noise reject, HF reject, LF reject.  
Video – Trigger on all lines or individual line, odd/even or all fields, or analog HDTV formats (1080i, 1080p, 720p, 480p). See optional TDS 3VID and TDS 3SDI application modules for extended video triggering and measurement features.  
Logic (Standard on TDS 30X4, must purchase TDS 3TRG for TDS 30X2) –  
PATTERN: Specifies AND, OR, NAND, NOR when true or false for a specific time.  
STATE: Any logic state. Triggerable on rising or falling edge, of a clock.  
Note: Logic triggers can only be used on combinations of 2 inputs.  
Pulse (Standard on TDS 30X4, must purchase TDS 3TRG for TDS 30X2) –  
WIDTH (or GLITCH): Trigger on pulse width less than, greater than, equal to, or not equal to a selectable time limit ranging from 39.6 ns to 50s.

RUNT: Trigger on a pulse that crosses one threshold but fails to cross a second threshold before crossing the first again.

SLEW RATE: Trigger on pulse edge rates that are either faster or slower than a set rate. Edges can be rising, falling, or either.

Comm (must purchase TDS 3TMT) – provides isolated pulse triggering required to perform DS1/DS3 telecommunications mask testing per ANSI T1.102 standard.

#### MEASUREMENT SYSTEM

Automatic Waveform Measurements – Period, Frequency, +Width, –Width, Rise Time, Fall Time, +Duty Cycle, –Duty Cycle, +Overshoot, –Overshoot, High, Low, Max, Min, Pk-Pk, Amplitude, Mean, Cycle Mean, RMS, Cycle RMS, Burst Width.  
Display any four measurements from any combination of waveforms.  
Thresholds – Settable in percentage or voltage.  
Gating – Measurements can be gated using the screen or vertical cursors.



## CHARACTERISTICS (CONTINUED)

### WAVEFORM PROCESSING

Deskew – Channel to channel deskew  $\pm 10$  ns may be manually entered for better timing measurements and more accurate math waveforms. Arithmetic Operators – Add, Subtract, Multiply, Divide. Autoset – Single-button, automatic setup on selected input signal for vertical, horizontal, and trigger systems.

### DISPLAY CHARACTERISTICS

Graticules – Full, grid, cross-hair, frame, NTSC, PAL, SECAM, vectorscope 100% and 75% color bars (with optional TDS 3VID and TDS 3SDI video application modules). Format – YT, XY and Gated XYZ (XY with Z-axis blanking available on TDS 30Xi only).

### I/O INTERFACE

Hardcopy Port (standard) – Centronics-type parallel.

TDS 3GM Communications Module – GPIB (IEEE 488.2) Programmability: Full talk/listen modes; Control of all modes, settings, and measurements.

RS-232-C Interface Programmability: Full talk/listen modes; Control of all modes, settings, and measurements. Baud Rate up to 38,400. DB-9 male connector.

Programmer Manual: (071-0381-00).

TDS 3VM Communications Module –

VGA: Monitor output for direct display on large VGA-equipped monitors. DB-15 female connector, 31.6 kHz sync rate, EIA RS-343A compliant.

RS-232-C Interface Programmability: same as TDS 3GM.

Programmer Manual: same as TDS 3GM.

TDS 3EM Communications Module –

Ethernet Port: 10Base-T with RJ-45 connector.

Provides local area network printing and programming interface.

RS-232-C Interface programmability: same as TDS 3GM.

Programmer Manual: same as TDS 3GM.

Note: Only one Communication Module may be installed at a time.

All Communication Modules include WaveStar™ Software for oscilloscopes 30-day, full-functioning product demo.

### HARD COPY CAPABILITY

Graphics File Formats – Interleaf (.img), TIF, PCX (PC Paintbrush), BMP (Microsoft Windows), and Encapsulated Postscript (EPS).

Printer Formats – Bubblejet, DPU-3445, Thinkjet, Deskjet, Laserjet, Epson (9 and 24-pin).

### ENVIRONMENTAL AND SAFETY

Temperature – +5 to +50°C (operating), -20 to +60°C (nonoperating).

Humidity – 20% to 80% RH below 32°C, derate to 30% RH at 45°C (operating), 5% to 90% RH below 41°C, derate to 30% RH at 60°C (nonoperating).

Altitude – to 3,000 m (operating), 15,000 m (nonoperating).

Electromagnetic Compatibility – Meets or exceeds EN55011 Class A Radiated and Conducted Emissions; EN50082-1; FCC 47 CFR, Part 15, Subpart B, Class A; Australian EMC Framework; Russian GOST EMC regulations.

Safety – UL3111-1, CSA1010.1, EN61010-1, IEC61010-1.

### PHYSICAL CHARACTERISTICS

Instrument		
Dimensions	mm	in.
Width	375.0	14.8
Height	176.0	6.9
Depth	149.0	5.9
Weight	kg	lb.
Instrument only	3.2	7.0
w/battery	5.2	11.5

## ORDERING INFORMATION

TDS 3012, TDS 3014, TDS 3032, TDS 3034, TDS 3052, TDS 3054

### STANDARD ACCESSORIES

Probes: 2 each P3010 10X passive probes (TDS 3012), 4 each P3010 10X passive probes (TDS 3014), 2 each P6139A 10X passive probes (TDS 3032, TDS 3052), 4 each P6139A 10X passive probes (TDS 3034, TDS 3054).

Documentation: Quick Reference Manual, User Manual, On-line Tour Disk, Front panel overlay for non-English languages.

Application Modules (TDS 3014, TDS 3034, TDS 3054 only): TDS 3FFT, TDS 3TRG.

Power Cord.

Accessory Tray.

Protective Front Cover: has holder for reference manual and/or 3.5 in. floppy disks.

NIST-Traceable Certificate of Calibration.

### WARRANTY INFORMATION

Three year warranty covering all labor and parts, excluding probes.

### INTERNATIONAL POWER PLUGS

Standard – US (161-0104-00).

Opt. A1 – Universal Euro 220 V, 50 Hz (161-0104-06).

Opt. A2 – United Kingdom 240 V, 50 Hz (161-0104-07).

Opt. A3 – Australia 240 V, 50 Hz (161-0104-05).

Opt. A5 – Switzerland 220 V, 50 Hz (161-0167-00).

Opt. A6 – Japan 3 to 2 wire adapter (013-0310-00).

INTERNATIONAL USER MANUALS (TDS 3000 SERIES, TDS 3FFT, TDS 3TRG, TDS 3VID, TDS 3TMT)

Standard – English.

Opt. L1 – French.

Opt. L2 – Italian.

Opt. L3 – German.

Opt. L4 – Spanish.

Opt. L5 – Japanese.

Opt. L6 – Portuguese.

Opt. L7 – Simplified Chinese.

Opt. L8 – Traditional Chinese.

Opt. L9 – Korean.

Opt. LR – Russian. (TDS 3000 products only)

### INSTRUMENT ACCESSORIES

TDS 3SDI – 60i Digital Video Module.

Converts ITU-R BT601 format serial digital video to analog video. Automatically detects and displays 525/60 and 625/50 formats. Provides composite and component (RGB, YPbPr, or YC) outputs. Provides auto equalization for cable lengths up to 250 m and EDH and counting for incoming SDI signal. Adds video picture mode with on-screen line select and vectorscope mode with 100% and 75% color bars. Adds triggering and vectorscope graticules for analog HDTV. Includes full functionality of TDS 3VID Extended Video Applications module. Includes special output cable and four 75  $\Omega$  terminators. Ships with Quick Reference and User Manuals in 10 languages. (Russian not available.)



TDS 3BAT – Battery Pack being installed.



Application Module being installed.